Postes et Télécommunications

COURS DE L.G.D.

TECHNIQUE DES CIRCUITS AMPLIFIES

TOME I

GENERALITES

ETUDE DES CIRCUITS

Direction Générale des Télécommunications

COURS PROFESSIONNELS TECHNIQUES

46, Rue Barrault – 75634 - PARIS CEDEX 13

COURS PROFESSIONNELS TECHNIQUES

COURS DE L.G.D.

TECHNIQUE DES CIRCUITS AMPLIFIES

TOME I

GENERALITES
ETUDE DES CIRCUITS

par G. GROJEAN
Ingénieur à la Direction des Lignes à Grande Distance

Imprimé et Edité par la
DIRECTION DES SERVICES D'ENSEIGNEMENT
46, Rue Barrault - PARIS 13ème

CHAPITRE I

GENERALITES - DEFINITIONS

1. *POSITION DU PROBLEME DE LA TRANSMISSION TELEPHONIQUE. NECESSITE DE L'AMPLIFICATION*

Le but à atteindre, dans l' étude de la transmission téléphonique à grande distance, est de pouvoir mettre en présence deux abonnés quelconques avec une qualité suffisante de reproduction de la parole.

Les deux abonnés sont reliés entre eux par une chaîne de transmission composée de un ou plusieurs circuits, empruntant le réseau des Lignes à Grande Distance.

C'est l'étude de ces circuits que nous allons entreprendre, à l'exclusion des réseaux urbains et des installations terminales.

Quels que soient les types de lignes utilisées pour la constitution de tels circuits, elles présentent toutes un affaiblissement qui en limite la portée. Même si nous utilisons la charge la plus forte (H 177/63) sur conducteurs de gros diamètre (1,3 mm) nous obtenons un affaiblissement de un néper pour 100 km.

Aucune ligne, par conséquent, n'est actuellement capable de transmettre seule la modulation téléphonique avec un rendement convenable.

Il est donc nécessaire, pour réaliser des circuits de grande longueur, d'intercaler de place en place sur les lignes, des "amplificateurs", qui ont pour rôle de "relayer" en l'amplifiant, la puissance qu'ils reçoivent, compensant en quelque sorte l'affaiblissement de la ligne en fournissant un gain en puissance.

Ces amplificateurs téléphoniques sont appelés des "répéteurs". Ils sont groupés dans des stations (ou Centre d'amplification) placées à des intervalles qui dépendent du type de ligne considéré et vont de 4,5 à 70 km environ.

Avant d'entreprendre l'étude des différents équipements que l'on va trouver sur les circuits, nous allons rappeler quelques principes connus et donner quelques définitions relatives à des notions fondamentales de la transmission téléphonique dont la parfaite connaissance est indispensable à la compréhension, non seulement de ce cours, mais de toute la technique des télécommunications sur câbles.

2. *RAPPEL DE NOTIONS CONNUES*

2.1. UNITES DE TRANSMISSION

Nous savons, que, dans la transmission téléphonique, on exprime les rapports de deux grandeurs ayant même dimension physique, par le logarithme de ces rapports, par exemple le rapport de deux tensions, de deux courants, de deux puissances.

On utilise soit le système des logarithmes népériens (base e), soit le système des logarithmes vulgaires ou décimaux (base 10).

2.1.1. LOGARITHMES NEPERIENS

Le néper est l'appellation dont on fait suivre les nombres définis par les formules :

$$N = \operatorname{Log}\left|\frac{V_1}{V_2}\right| \quad , \quad N' = \operatorname{Log}\left|\frac{I_1}{I_2}\right|$$

et par extension :

$$N'' = \frac{1}{2}\operatorname{Log}\left|\frac{P_1}{P_2}\right|$$

On utilise aussi le sous multiple du néper, le "décinéper" (dn).

2.1.2. LOGARITHMES DECIMAUX

Le "bel" est l'appellation dont on fait suivre les nombres définis par les formules :

$$n = \log\left|\frac{P_1}{P_2}\right| \qquad n' = 2\log\left|\frac{V_1}{V_2}\right| \qquad n'' = 2\log\left|\frac{I_1}{I_2}\right|$$

On utilise plus généralement le "décibel" qui vaut la dixième partie du "bel" (db).

Remarque : Il est important de remarquer qu'il ne s'agit pas de véritables unités au sens physique du terme, mais de rendements logarithmiques.

2.1.3. RELATION ENTRE LE NEPER ET LE BEL

Exprimé en néper, nous avons :

$$N = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \frac{P_1}{P_2}$$

ou encore :

$$\frac{P_1}{P_2} = e^{2N}$$

Prenons le logarithme décimal des 2 membres, il vient :

$$\log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 2N \cdot \log_{10} e$$

Mais le premier membre de cette égalité n'est autre que l'expression en "bels"du rapport des puissances P_1 et P_2 et d'autre part, nous avons :

$$\operatorname{Log}_{10} e = 0,4343$$

d'où :

$$\boxed{n\,(\text{bel}) = 0,8686\,N(\text{néper})}$$

En résumé : un néper vaut 0,8686 bel
un bel vaut 1,1515 néper.

2.2. PUISSANCE REELLE ET PUISSANCE APPARENTE

2.2.1. PUISSANCE REELLE

La puissance absorbée par un circuit quelconque d'impédance $Z = R + j\,S$, nous est donnée par :

$$P = R \cdot |I|^2$$

C'est la puissance réelle.

La puissance réelle maximum qu'il est possible de faire débiter à un générateur d'impédance $Z_e = R_e + j\,S_e$, et de force électromotrice E est égale à :

$$P_{max} = \frac{|E|^2}{4R_e}$$

Elle est obtenue quand l'impédance du récepteur est l'imaginaire conjuguée de celle de la source :

$$Z_r = R_r + j S_r = R_e - j S_e$$

2.2.2. PUISSANCE APPARENTE

Par définition, la puissance apparente nous est donnée par :

$$P_{app} = |V| \cdot |I| = |Z| \cdot |I|^2 = \frac{|V|^2}{Z}$$

Son calcul ne nécessite que la connaissance du module de l'impédance d'utilisation. Elle s'exprime en volt-ampère et se confond avec la puissance réelle quand l'impédance Z est réelle.

La puissance apparente n'est qu'une quantité fictive. Cependant quand l'impédance Z est sensiblement réelle, ce qui est le cas pour presque toutes les impédances de câbles ou d'équipements utilisés dans le réseau des L.G.D., on effectue tous les calculs avec cette puissance, car ils sont beaucoup plus simples qu'avec la puissance réelle.

Cependant, il ne faut pas généraliser, et on doit être très prudent dans l'emploi des notions faisant intervenir la puissance apparente dès que les impédances en jeu offrent un angle de phase non négligeable. (lignes urbaines, postes d'abonné, etc...).

D'une façon générale les résultats obtenus avec les puissances apparentes ne sont pas valables avec les puissances réelles.

3. *EXTENSION DE LA NOTION D'AFFAIBLISSEMENT*

Au contraire des notions d'affaiblissement sur images des quadripôles passifs, nous allons définir maintenant des notions qui s'appliquent dans tous les cas, aussi bien aux quadripôles actifs que passifs. Elles se rapportent aux conditions réelles de terminaisons des quadripôles et tiennent compte par conséquent des réflexions de puissance aux bornes.

3.1. AFFAIBLISSEMENT COMPOSITE

3.1.1. DEFINITION

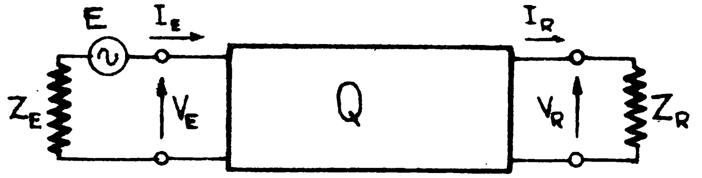


Fig. 1

Considérons un quadripôle Q inséré entre une source (E, Z_E) et un récepteur (Z_R) et raisonnons sur les puissances apparentes (figure 1). Si la source (E, Z_E) débitait dans une impédance Z_E égale à son impédance interne, on recueillerait dans cette impédance la puissance :

$$P_E\,(app) = \left|\frac{E^2}{4 Z_E}\right|$$

La puissance apparente reçue dans Z_R nous est donnée par :

$$P_R\,(app) = \left|\frac{V_R^2}{Z_R}\right| = \left|Z_R\, I_R^2\right|$$

On peut caractériser le rendement en puissance apparente du quadripôle, dans les conditions où il se trouve, par le rapport des deux puissances P_E et P_R, c'est-à-dire en unités de transmission :

$$a_c(Z_E, Z_R) = \frac{1}{2}\,\mathrm{Log}\,\frac{P_E}{P_R} = \frac{1}{2}\,\mathrm{Log}\left|\frac{\frac{E^2}{4Z_E}}{\frac{V_R^2}{Z_R}}\right|$$

$$a_c(Z_E, Z_R) = \mathrm{Log}\left|\frac{E}{2V_R}\cdot\sqrt{\frac{Z_R}{Z_E}}\right|$$

Cette quantité $a_c\,(Z_E, Z_R)$ est appelée "affaiblissement composite du quadripôle inséré entre les deux impédances Z_E et Z_R".

Le C.C.I.T. en donne la définition suivante :

"L'affaiblissement composite d'un quadripôle inséré entre deux impédances Z_E (émetteur) et Z_R (récepteur) est, exprimé en unités de transmission, le demi-logarithme népérien du rapport de la puissance apparente que l'émetteur Z_E fournirait à un récepteur d'impédance Z_E d'une part, à la puissance apparente que le même émetteur fournit, par l'intermédiaire du quadripôle considéré, au récepteur Z_R d'autre part".

Si le nombre obtenu est négatif, on a affaire à un "gain composite".

3.1.2. CAS DE LA JONCTION DIRECTE

Si la source débite directement dans l'impédance Z_R (figure 2) on a :

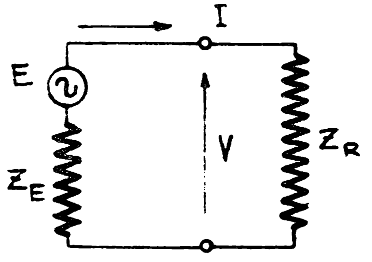


Fig. 2

$$I = \frac{E}{Z_E + Z_R}$$

d'où

$$a_c^d(Z_E, Z_R) = \frac{1}{2}\,\mathrm{Log}\left|\frac{\frac{E^2}{4Z_E}}{\frac{Z_R\cdot E^2}{(Z_E+Z_R)^2}}\right|$$

ce qui donne :

$$a_c^d(Z_E, Z_R) = \mathrm{Log}\left|\frac{Z_E + Z_R}{2\sqrt{Z_E Z_R}}\right| = \mathrm{Log}\left|\frac{1+\frac{Z_E}{Z_R}}{2\sqrt{\frac{Z_E}{Z_R}}}\right|$$

Cette quantité représente une perte de jonction en puissance apparente qui est nulle quand $Z_E = Z_R$, ce qui est évident d'après la définition. Elle ne dépend que du rapport (en module et en phase) des impédances Z_E et Z_R.

Des abaques permettent de déterminer directement la perte de puissance à la jonction de deux impédances dont on connaît le module et l'argument. Cette perte de puissance peut parfois, suivant la différence des arguments des deux impédances, devenir négative, c'est-à-dire correspondre à un gain. Mais il ne faut pas oublier que nous raisonnons sur les puissances apparentes et dans certains cas, il se produit des phénomènes de surtension ou de surintensité qui augmentent la puissance apparente transmise, ce qui ne se produit évidemment jamais avec la puissance réelle.

3.2. AFFAIBLISSEMENT D'INSERTION

Il vient aussi à l'esprit, l'idée de caractériser le rendement du quadripôle considéré par le rapport, exprimé en unités de transmission, des puissances apparentes P_E et P_R reçues par le récepteur (Z_R) de la source (Z_E, E) avant et après l'insertion du quadripôle.

Cette quantité est appelée "l'affaiblissement d'insertion" du quadripôle.

4. *RELATION ENTRE LES DIFFERENTS AFFAIBLISSEMENTS. EQUIVALENT*

Il existe pour un quadripôle donné, défini par son exposant de transfert et ses impédances images Z_1 et Z_2, des relations simples entre les différents affaiblissements image, composite, d'insertion, ne faisant intervenir que les valeurs de Z_E et Z_R.

4.1. RELATION ENTRE L'AFFAIBLISSEMENT COMPOSITE ET L'AFFAIBLISSEMENT D'INSERTION

Des définitions données, il vient facilement la relation :

$$a_c(Z_E, Z_R) = a_i(Z_E, Z_R) + \text{Log}\left|\frac{Z_E + Z_R}{2\sqrt{Z_E \cdot Z_R}}\right|$$

L'affaiblissement composite ne diffère donc de l'affaiblissement d'insertion que d'une quantité égale, comme nous l'avons vu, à la perte de jonction en puissance apparente entre les deux impédances Z_E et Z_R. Si ces deux impédances sont égales, les deux affaiblissements sont confondus, ce qui est évident d'après les définitions. Dans tous les cas où Z_E et Z_R sont peu différentes, les deux valeurs a_c et a_i sont très voisines.

4.2. RELATION ENTRE LES AFFAIBLISSEMENTS IMAGE ET COMPOSITE

Contrairement à l'affaiblissement image, l'affaiblissement composite n'est pas défini par la seule connaissance du quadripôle, mais dépend des impédances de terminaison. C'est donc une notion essentiellement pratique.

On démontre, en partant des équations générales du quadripôle, qu'entre l'affaiblissement image et l'affaiblissement composite du quadripôle considéré, on a la relation :

$$a_c(Z_E, Z_R) = a + \mathrm{Log}\left|\frac{Z_1 + Z_E}{2\sqrt{Z_1 Z_E}}\right| + \mathrm{Log}\left|\frac{Z_2 + Z_R}{2\sqrt{Z_2 Z_R}}\right| + \mathrm{Log}\left|1 - p_e\, p_r\, e^{-2\theta}\right|$$

en posant :

$$p_e = \frac{Z_1 - Z_E}{Z_1 + Z_E} \qquad \text{et} \qquad p_r = \frac{Z_2 - Z_R}{Z_2 + Z_R}$$

p_e et p_r représentent les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie du quadripôle.

L'affaiblissement composite est donc composé de quatre termes :

- le premier, a, représente l'affaiblissement sur images du quadripôles,

- le second et le troisième, qui s'annulent respectivement si $Z_E = Z_1$ et $Z_R = Z_2$, représentent les pertes à la jonction directe des impédances Z_E et Z_1 d'une part, et Z_R et Z_2 d'autre part.

- le quatrième terme, $\mathrm{Log}\left|1 - p_e\, p_r\, e^{-2\theta}\right|$ qui s'annule si $p_e = 0$ ou $p_r = 0$ c'est-à-dire si $Z_E = Z_1$ ou $Z_R = Z_2$ donc si le quadripôle est fermé à l'une de ses deux extrémités sur l'impédance image correspondante.

Ce quatrième terme caractérise une interaction entre l'entrée et la sortie du quadripôle, due à des réflexions internes, et dépend du déphasage b, ce qui crée des oscillations de la courbe d'affaiblissement composite.

Il importe de remarquer que les courants réfléchis qui correspondent à cette décomposition mathématique de l'affaiblissement composite, n'ont pas d'existence physique. Mais l'emploi de cette expression est souvent commode dans les calculs.

4.3. EQUIVALENT

Dans le cas particulier où les impédances terminales entre lesquelles est inséré le quadripôle considéré, sont deux résistances pures de 600 ohms, on donne le nom d'équivalent à la valeur particulière commune de l'affaiblissement composite et de l'affaiblissement d'insertion du quadripôle dans ces conditions de terminaisons.

L'équivalent désigné par le symbôle q , caractérise en particulier la qualité d'un circuit interurbain au point de vue du volume du son à son extrémité.

5. GRANDEURS DE REFERENCE. NIVEAUX. GENERATEUR NORMAL

Sur un circuit amplifié, les notions d'affaiblissement et d'équivalent ne sont pas suffisantes pour déterminer le comportement du circuit en tous ses points. Il est en effet et nécessaire de connaître les valeurs des tensions, courants ou puissance en des points bien déterminés de la ligne. Comme il est d'usage dans toutes les questions de transmission, il est commode d'exprimer ces quantités sous forme logarithmique, ce qui introduit une nouvelle notion, celle de "niveau".

5.1. PUISSANCE ET TENSION DE REFERENCE

L'unité de puissance utilisée en téléphonie est le miliwatt, qui représente l'ordre de grandeur des puissances émises réellement. Ce sera la puissance de référence. Etant donné que l'on a déjà choisi la valeur de 600 ohms (angle zéro) comme impédance de référence, il est logique de prendre comme tension de référence, la tension qui se manifeste aux bornes d'une résistance pure de 600 ohms dans laquelle il se dissipe une puissance de un milliwatt.

Cette tension aura donc pour valeur 0,775 volt.

On en tire aussi la valeur, moins utilisée, du courant de référence : 1,29 mA.

5.2. NIVEAUX ABSOLUS

5.2.1. NIVEAU ABSOLU DE PUISSANCE

On appelle "niveau absolu de puissance" la quantité :

$$n_p = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \left| \frac{P}{0{,}001} \right|$$

P représentant une puissance apparente ou réelle. C'est donc la comparaison en népers, de la puissance P à la puissance de référence. Suivant que P est plus grand ou plus petit que 0,001 watt, n_p sera positif ou négatif.

5.2.2. NIVEAU ABSOLU DE TENSION

On appelle "niveau absolu de tension" la quantité :

$$n_t = \operatorname{Log} \left| \frac{V}{0{,}775} \right|$$

V étant exprimé en volts et représentant le module de la tension mesurée.

5.2.3. RELATION ENTRE LES NIVEAUX ABSOLUS DE TENSION ET DE PUISSANCE EN UN POINT D'UN CIRCUIT

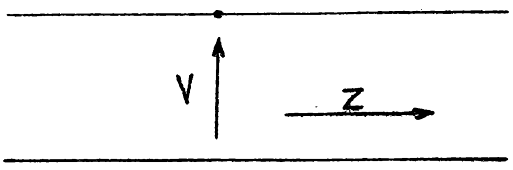


Fig. 3

Considérons un point quelconque d'un circuit où la tension est V et l'impédance vue de ce point M côté récepteur, est Z (figure 3).

La puissance apparente en M est :

$$P = \left| \frac{V^2}{Z} \right|$$

et le niveau absolu de puissance sera alors :

$$n_p = \frac{1}{2} \text{Log} \left| \frac{\frac{V^2}{Z}}{0{,}001} \right|$$

ou encore, en remarquant que $0{,}001 = \frac{(0{,}775)^2}{600}$

$$n_p = \frac{1}{2} \text{Log} \left| \frac{\frac{V^2}{Z}}{\frac{(0{,}775)^2}{600}} \right| = \text{Log} \left| \frac{V}{0{,}775} \right| + \frac{1}{2} \text{Log} \left| \frac{600}{Z} \right|$$

soit en définitive :

$$\boxed{n_p = n_t - \frac{1}{2} \text{Log} \left| \frac{Z}{600} \right|} \qquad (1)$$

Il est évident que si $Z = 600$ ohms, les deux niveaux de puissance et de tension sont égaux. Les impédances de certains matériels existants sont différentes de 600 ohms. Nous aurons donc des termes correctifs qui varieront suivant le type d'équipements.

- Technique "Basse Fréquence".

1°) Matériel antérieur à 1951 :

$$Z_c = 800 \text{ ohms} \quad \text{d'où} \quad \frac{1}{2} \text{Log} \frac{800}{600} = + 0{,}14 \text{ népers}$$

2°) Matériel moderne :

$Z_c = 600$ ohms pas de terme correctif.

- Technique "Haute-Fréquence"

1°) Equipements de paires symétriques :

$$Z_c = 150 \text{ ohms d'où } \frac{1}{2} \text{ Log } \frac{150}{600} = -0{,}7 \text{ néper}$$

2°) Equipements de paires coaxiales :

$$Z_c = 75 \text{ ohms, d'où } \frac{1}{2} \text{ Log } \frac{75}{600} = -1{,}05 \text{ néper.}$$

Les puissances mises en jeu dans la transmission téléphonique étant très faibles, il est difficile de les mesurer avec précision. On mesurera donc uniquement les tensions avec des appareils (millivoltmètres) étalonés directement en népers par rapport à 0,775 volt, que l'on nomme des "Hypsomètres" ou des "népermètres". La relation (1) permettra de déduire le niveau de puissance du niveau de tension en un point, à condition de connaître l'impédance Z, côté récepteur, du circuit considéré, en ce point.

5.3. GENERATEUR NORMAL. DENIVELLEMENT

5.3.1. DEFINITIONS

La valeur du niveau absolu de tension en un point d'un circuit dépend évidemment des caractéristiques du générateur connecté à l'origine du circuit.

Dans la pratique des mesures, il est nécessaire de particulariser ce générateur afin que les mesures, se faisant toujours dans les mêmes conditions, soient comparables entre elles.

On appelle "générateur normal" le générateur ayant pour impédance interne l'impédance de référence (600 ohms, angle zéro) et de force électromotrice telle qu'il débite la puissance de référence (1 miliwatt) dans une résistance pure de 600 ohms connectée à ses bornes.

La tension aux bornes de la source sera dans ce cas, 0,775 volt et la force électromotrice du générateur normal, 1,55 volts.

Le générateur normal sera donc un générateur de force électromotrice $E = 1{,}55$ volts et d'impédance interne $Z_E = 600$ ohms (angle zéro).

Le "dénivellement" en un point d'un circuit est, par définition, la valeur du niveau absolu de tension en ce point, quand on applique le générateur normal à l'origine du circuit.

5.3.2. RELATION ENTRE DENIVELLEMENT ET EQUIVALENT

Quand un circuit est alimenté à l'origine par le générateur normal, l'expression de l'équivalent à l'extrémité de circuit, devient :

$$q = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \left| \frac{\frac{(1,55)^2}{4 \times 600}}{\frac{V^2}{600}} \right| = \operatorname{Log} \left| \frac{0,775}{V} \right| = - \operatorname{Log} \left| \frac{V}{0,775} \right| = - n_t \ (600 \Omega)$$

L'équivalent est donc égal au dénivellement, changé de signe, mesuré aux bornes d'une résistance de 600 ohms.

Cette relation est fréquemment utilisée en pratique. De plus, comme l'on a :

$$n_p \ (600 \Omega) = n_t \ (600 \Omega)$$

On aura pour l'équivalent :

$$q = - n_p \ (600 \Omega)$$

Or, la connaissance du niveau de puissance en un point d'un circuit, renseigne sur la puissance transmise en ce point. Mais cette connaissance est liée à la valeur de l'impédance, vue côté récepteur, au point considéré. Tant que cette impédance n'est pas trop différente de 600 ohms, la différence entre niveau absolu de puissance (circuit alimenté par le générateur normal) et équivalent en un point, reste faible. Pour $Z = 800$ ohms, elle est de l'ordre de 0,01 néper. Aussi peut-on dans la plupart des cas relatifs aux circuits téléphoniques de la technique "Basse Fréquence", remplacer la mesure du niveau absolu de puissance par la mesure de l'équivalent (aisément réalisable) pour caractériser avec une approximation suffisante la puissance transmise par le circuit aux points considérés.

5.4. NIVEAUX RELATIFS

5.4.1. DEFINITIONS

Etant donné un système de transmission quelconque, choisissons un point fixe 0, quelconque, comme point de référence, (en général l'origine du système) et considérons un autre point quelconque M le long du système. Soient X_0 et X_M les quantités mesurant une même grandeur électrique (tension, courant, puissance) en 0 et en M.

Le "niveau relatif" de cette grandeur au point M est exprimé en népers par la relation :

$$N_M = \operatorname{Log} \left| \frac{X_M}{X_0} \right|$$

Tant que la chaîne obéit à des lois linéaires, N est indépendant de X_0, c'est-à-dire que si X_0 est multiplié par un nombre a, il en sera de même de X_M.

Si x est l'unité de référence choisie pour la grandeur X, on a :

$$N_M = \text{Log} \left| \frac{X_M}{x} \right| - \text{Log} \left| \frac{X_0}{x} \right| = n_M - n_0 \qquad (2)$$

Le niveau relatif au point M est donc égal à la différence des niveaux absolus au point M et au point 0.

On distingue évidemment, les niveaux relatifs de tension et de puissance.

5.4.2. APPLICATION PRATIQUE

Dans la technique "Haute Fréquence" des systèmes à courants porteurs, il arrive fréquemment que l'on emploie l'expression suivante : "la fréquence F_p est émise en ligne au niveau relatif N népers en un point de niveau relatif zéro".

Nous allons étudier ce que veut dire cette expression et calculer le niveau absolu de cette fréquence au point donné.

Tout d'abord le "point de niveau relatif zéro" est forcément choisi comme origine arbitraire ; c'est le point 0 désigné plus haut, comme cela découle de la définition.

C'est donc par rapport à ce point et en ce point que nous allons mesurer le niveau de la fréquence F_p qui est transmise en ligne, en plus des fréquences normales de conversations.

Soit n_0 le niveau absolu nominal de la transmission au point considéré.

Au même point la fréquence F_p doit être au niveau relatif de N népers. Le niveau absolu de F_p en ce point sera donc, d'après la relation (2) trouvée au paragraphe précédent, $N = n_F - n_0$

soit :

$$n_F = n_0 + N$$

Il faut concevoir que cette relation s'applique ici, quoique les mesures s'effectuent au même point géographique de la chaîne car les deux niveaux ont trait :

- d'une part au niveau nominal de la transmission
- d'autre part au niveau de la fréquence F_p (pilote)

Exemple numérique : le "pilote" est émis au niveau relatif - 2,90 népers en un point de niveau relatif zéro. Le niveau absolu de puissance étant de + 0,5 néper à la sortie d'un amplificateur, le niveau absolu du "pilote" sera, en ce point, de :

$$0{,}50 - 2{,}90 = -2{,}40 \text{ népers}.$$

Cette notion de niveau relatif, beaucoup plus générale que celle des niveaux absolus, est très importante et doit être bien comprise car elle est d'un usage courant dans la pratique.

CHAPITRE II

LES TUBES ELECTRONIQUES

1. GENERALITES SUR L'ELECTRONIQUE. L'EMISSION THERMOIONIQUE. INTRODUCTION

L'étude de l'Electricité s'est développée pendant longtemps par l'étude exclusive des conducteurs en ayant comme loi fondamentale la loi d'OHM : proportionalité entre courant et tension appliquée. Cette loi a donc servi de base à tous les calculs de l'Electrotechnique.

Cependant on s'est aperçu de l'intérêt que présente le mouvement des électrons dans le vide, dans les milieux gazeux ionisés et dans les semi-conducteurs. Alors la loi d'ohm ne joue plus ou n'est appliquable que dans les intervalles très restreints de tension ou de courant. Il résulte de tout cela la possibilité d'un grand nombre d'application nouvelle.

- amplification de courants ou de tensions très faibles.
- entretien d'oscillations (sinusoïdales ou non)
- redressement du courant alternatif.
- multiplication ou division de fréquences.
- combinaison de deux ou plusieurs tensions alternatives de fréquences différentes
- etc., etc,....

C'est l'ensemble de ces procédés qui a reçu le nom général d'"ELECTRONIQUE" et qui a longtemps été appelé 'Technique des courants faibles", qualificatif qui, depuis la création de certains générateurs "Haute Fréquence" et du radar ne se justifie plus.

On trouvera de nombreux exemples des applications citées ci-dessus dans le domaine qui nous est propre, c'est-à-dire les Télécommunications sur câbles.

1.1. PRINCIPES DE L'ELECTRONIQUE

Nous allons très brièvement rappeler quelques idées fondamentales actuelles sur les mouvements d'électrons dans les solides.

Un solide est un agglomérat régulier d'atomes, composés chacun d'un noyau à charge positive, et d'un certain nombre d'électrons périphériques dont la charge totale, négative, est opposée à celle du noyau et la neutralise.

Parmi ces électrons certains sont liés au noyau d'une façon énergique et ne peuvent en être séparés que par les expérience de physique dite "nucléaire". D'autres, appelés électrons de valence servent à constituer les liaisons avec les atomes voisins.

Tous ces électrons possèdent une certaine énergie, et la théorie moderne enseigne que cette énergie ne peut varier d'une façon continue. Les "niveaux possibles d'énergie" sont des multiples de ce que l'on appelle le "quantum d'action".

$$W = h . \nu$$

qui associe à une énergie W une fréquence ν , h étant la constante universelle de PLANCK, valant numériquement $6,624 . 10^{-34}$ joules/seconde.

Il résulte de cette théorie que, dans un solide, il existera pour les électrons, plusieurs "bandes d'énergie", possibles et interdites.

Parmi ces bandes de niveaux d'énergie, on distingue la "bande de valence" dans laquelle sont situés les niveaux d'énergie des électrons de valence et "la bande de conduction" séparées par une bande dite "bande interdite".

Toutes les propriétés des solides résultent de la facilité avec laquelle les électrons peuvent se libérer de la bande de valence pour passer dans la bande de conduction, en "sautant" la bande interdite, puis errer entre les atomes et enfin sortir du solide.

Les bandes d'énergie sont caractérisées, surtout la bande interdite, par leur largeur exprimée en "électron/volt". Cette largeur représente l'énergie que doivent acquérir les électrons pour pouvoir "sauter" dans la bande de conduction.

Les solides sont classés en trois catégories suivant la largeur de cette bande interdite.

1.1.1. MILIEU ISOLANT

Dans certains solides, le nombre d'états énergétiques possibles est rigoureusement égal au nombres d'électrons de valence qui occupent ainsi une position stable. Si en plus, la bande interdite est large (7 e/V pour le diamant), aucune perturbation extérieure n'est capable de modifier suffisament cet équilibre pour faire passer des électrons dans la bande de conduction. Nous n'avons aucun courant dans le solide. : c'est un "isolant".

1.1.2. - MILIEU CONDUCTEUR

Dans d'autres solides, le nombre d'électrons de valence et le nombres d'états énergétiques sont différents. La bande interdite ayant aussi une largeur négligeable, il y a des électrons libres qui, ne pouvant remplir des cases de valence passent aisément dans la bande de conduction puis, sous l'influence d'un champ électrique extérieur, glissant d'un atome à l'autre nous avons un corps "conducteur".

1.1.3. - MILIEU SEMI-CONDUCTEUR

Entre ces deux-cas, il peut arriver, si la bande de valence est étroite, (0,7 e/v pour le germanium, 1,1 e/v pour le silicium) que des électrons de valences même occupant des positions stables, puissent être déplacés sous l'action de perturbations extérieures (champ électrique, effet thermique, action d'impuretés). Ces électrons, passant dans la bande de conduction, confèrent alors au solide la propriété d'un corps conducteur, mais à un degré beaucoup plus faible.

On a appelé ces solides les "semi-conducteurs".

Les semi-conducteurs ont subi, au cours des dernières années, un développement considérable qui a abouti à la découverte du "transistor". Nous réserverons un chapitre à l'étude de cette importante question.

1.2 ROLE DE LA TEMPERATURE. L'EMISSION THERMOIONIQUE

Toutes les propriétés que nous avons décrites sont vérifiées à la température ambiante.

Sous l'effet de l'augmentation de la température, l'agitation thermique des électrons croit et le passage de la bande interdite peut s'en trouver facilité.

Cependant certains corps comme le diamant n'ont, en aucune façon, leur propriétés altérées par la température, même très élevée.

Il n'en est pas de même pour les semi-conducteurs qui perdent leur originalité et deviennent de simples conducteurs pour des températures comprises entre 70° et 150°.

Enfin, dans un corps conducteur l'augmentation du nombre d'électrons dans la bande de conduction n'a pas d'importance, mais l'énergie de certains atteint une valeur telle qu'ils peuvent franchir la barrière de potentiel existant à la surface du solide et s'échapper de celui-ci:c'est l'émission thermoïonique.

En l'absence de toute autre perturbation, les électrons ne peuvent quitter le voisinage du corps conducteur et forment autour de celui-ci un "brouillard" d'électrons.

Ce phénomène, observé depuis longtemps déjà, (Edison) n'a vraiment été étudié que depuis l'apparition des premiers tubes électroniques à "cathodes chaudes".

1.2.1. - LES CATHODES

On donnera, en effet, le nom de cathode à l'électrode qui, dans un tube, possède la propriété d'émettre les électrons lorsqu'elle est portée à une température très élevée, indispensable pour que le phénomène de l'émission thermoïonique soit appréciable.

On distingue actuellement trois types de cathodes thermo-émissives :

- les cathodes en tungstène pur : elles sont robustes et résistent bien aux chocs et à l'action des gaz mais ont un pouvoir émissif faible. Elles sont surtout utilisées dans les tubes très puissants.

- les cathodes en tungstène thorié : dans ces cathodes l'émission est activée par le dépôt d'une couche superficielle de thorium.

- les cathodes à "oxydes" : dans lesquelles un support, soit métallique (nickel) soit en matière réfractaire, est recouvert d'une couche d'oxyde de baryum, strontium, ou autres alcalino-terreux. Cette couche, qui ne supporte pas le contact de l'air est formée, dans le vide, une fois le tube terminé, par chauffage violent et électrolyse d'une couche de carbonates déposée de façon rigoureusement homogène sur le support par des procédés physiques (pulvérisation) ou chimiques.

C'est la cathode universellement employée pour tous les tubes utilisés dans la technique des télécommunications sur câbles.

Nous examinerons ultérieurement les divers procédés de chauffage des cathodes.

2. *LE TUBE DIODE*

C'est le plus simple des tubes électroniques à vide. Il est obtenu en plaçant à l'intérieur d'une ampoule de verre où l'on a fait le vide, deux électrode :

- une cathode, identique à l'une de celles étudiées plus haut.
- une seconde électrode, qui généralement entoure complètement la cathode, et que l'on nomme la "plaque" ou "anode".

On porte la cathode à une température telle que l'émission thermoïonique se manifeste par un procédé de chauffage quelconque. Il importe de bien comprendre que le procédé de chauffage en lui même n'intervient pas dans le phénomène émissif, mais que seule est importante la température à laquelle est portée la cathode.

Réunissons maintenant la plaque à la cathode à travers un milliampéremètre et une source de tension continue dont on peut faire varier la valeur en prenant la cathode comme potentiel de référence (figure 4). Soit v_p le potentiel relatif de la plaque par rapport à la cathode. Si v_p est négatif, le champ électrique produit (négatif) repousse les électrons et aucun courant ne passe dans le milliampéremètre.

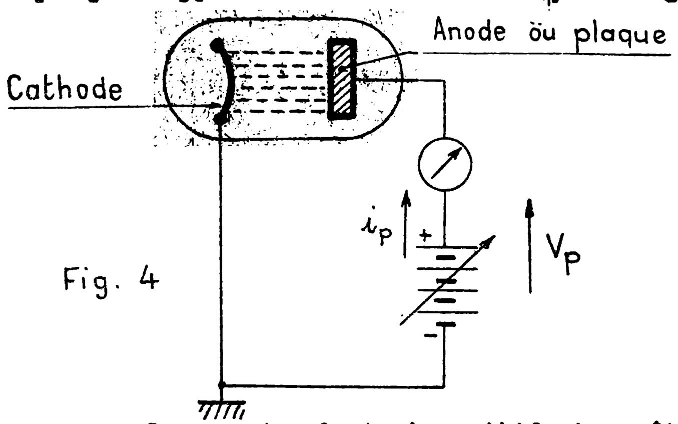


Fig. 4

Quand v_p devient égal à zéro, avec un appareil très sensible, on constate le passage d'un très faible courant dû à certains électrons dont la vitesse initiale est suffisante pour atteindre la plaque. Mais nous n'insisterons pas sur ce point et nous dirons que pour $v_p = 0$ aucun courant mesurable ne passe.

Lorsque v_p devient positif et croît, le champ attractif (positif) produit compense progressivement le champ répulsif (négatif) dû à la charge d'espace formée par les électrons eux-mêmes autour de la cathode. Le courant i_p croît avec v_p jusqu'au moment où tous les électrons que la cathode est susceptible d'émettre sont captés par la plaque. L'intensité i_p du courant électronique cathode-plaque (c'est-à-dire du courant plaque cathode au sens de nos appareils de mesure), qui était jusqu'ici fonction de v_p, atteint sa valeur maximum dite "courant de saturation" qui ne dépend que de la température de la cathode.

La caractéristique $i_p = f(v_p)$ a la forme donnée par la figure 5.

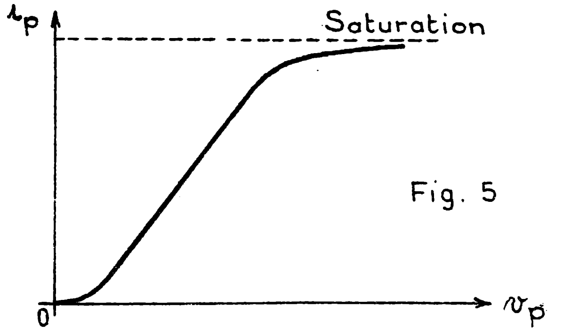


Fig. 5

On distingue trois parties : deux parties courbes au voisinage de $v_p = 0$ et de la saturation, réunies par une partie rectiligne notable.

C'est cette partie, la plus importante de la caractéristique, que nous représenterons par une expression mathématique très simple, puisque linéaire

On aura :

$$v_p = R_i \cdot i_p$$

dans laquelle R_i constante, représente la "résistance interne" du tube diode. En plus, de ce paramètre R_i, il importe de définir pour caractériser plus complétement un tube diode :

- la tension inverse de pointe que peut supporter le tube afin d'éviter le "claquage".

- la puissance continue que la plaque peut dissiper quand le tube est utilisé en fonction "redresseur"
- la capacité cathode-plaque qui limitera l'utilisation du tube en haute fréquence.

Les tubes "diode" sont surtout utilisés, dans la technique, comme "redresseurs" ou "détecteurs".

Nous étudierons en détails ces diverses fonctions, dans des chapitres ultérieurs.

3. *LE TUBE TRIODE*

3.1 CONSTITUTION D'UN TUBE TRIODE

En plaçant une troisième électrode (grille) sur le trajet des électrons entre la cathode et la plaque, Lee de Forest, en 1906, transforme la diode de Fleming en un tube doué de propriétés remarquables. Le schéma de principe d'un tube triode est donné par la figure 6. La grille est consituée par deux tiges de métal formant un cadre sur lequel est enroulé un fil fin en spires plus ou moins serrées, d'où son nom. Du point de vue technologie, il faut bien voir que les trois électrodes sont concentriques, la grille entourant complétement la cathode, ces deux électrodes étant elles mêmes entourées par la plaque. La grille est très rapprochée de la cathode et relativement éloignée de la plaque. Cette constatation nous aidera à expliquer le fonctionnement interne du tube.

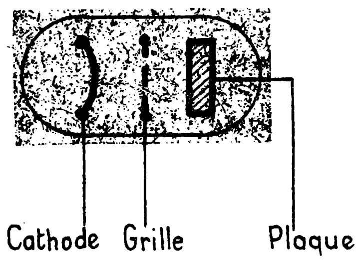


Fig. 6

3.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La grille, de surface assez faible, agit suivant le potentiel auquel elle est portée, par répulsion ou attraction sur le flot d'électrons, donc sur l'intensité du courant plaque cathode. Lorsque, pour un potentiel plaque donné, le potentiel de grille est suffisament négatif, aucun des électrons émis par la cathode ne peut atteindre la plaque. Le courant i_p est nul, de même d'ailleurs que le courant de grille i_g ce qui est évident.

Si on augmente le potentiel de grille (en valeur algébrique), il arrivera que, à un certain moment, bien que la grille soit toujours négative, la valeur fixée pour le potentiel de la plaque soit suffisament positive pour que certains électrons puissent atteindre celle-ci, et donner ainsi naissance au courant de plaque, le courant de grille restant toujours nul. Le potentiel de grille augmentant toujours, le courant plaque augmentera aussi et le courant grille ne prendra naissance que lorsque la grille sera positive.

Quand grille et plaque capteront la totalité des électrons émis par la cathode, on aura atteint la saturation à moins que, bien avant la saturation si celle-ci correspond à une intensité très grande, la grille ayant atteint un potentiel comparable à celui de la plaque, capte une part importante du flot d'électrons, et le courant plaque diminuera. Quand nous faisons varier le potentiel de la grille, il est évident que celle-ci étant plus proche de la cathode que ne l'est la plaque, il suffira d'une faible variation du potentiel de grille pour modifier profondément le flot d'électrons, et son influence est telle qu'une tension négative de quelques volts sur la grille suffira à contre balancer l'action de plusieurs dizaines et même centaines de volts sur la plaque.

Un électron émis par la cathode avec une certaine vitesse initiale, sera soumis à un ensemble de forces auquel il obéira et qui sont :

a) la force dûe au champ répulsif de la grille si celle-ci est portée à un potentiel négatif. Cette force déterminera tout d'abord un freinage de l'électron, puis, si celui-ci franchit la grille, une répulsion qui viendra s'ajouter à l'action du champ attractif de la plaque pour précipiter l'électron vers celle-ci.

b) la force dûe au champ attractif de la plaque.

Le nombre d'électrons qui quittent la cathode est donc étroitement lié au champ résultant, créé à sa surface par l'action d'ensemble des électrodes.

Dans cette action, chaque électrode a une part inversement proportionnelle à sa distance par rapport à la cathode. C'est ainsi, comme nous l'avons déjà dit, que la grille a une action prépondérante, parce qu'elle est plus proche de la cathode que ne l'est la plaque.

On peut dire que, dans la composition du champ à la surface de la cathode, l'action du potentiel de grille est un certain nombre de fois plus grande que celle du potentiel de la plaque qui agit à travers les mailles de la grille.

Nous allons préciser et utiliser cette propriété dans les paragraphes suivants.

3.3. EQUATION FONDAMENTALE. COEFFICIENTS. CARACTERISTIQUES STATIQUES

3.3.1. - <u>EQUATION FONDAMENTALE DU CIRCUIT DE PLAQUE</u>

Etudions maintenant d'une façon quantitative l'action de la grille. Il est clair que le courant de plaque dépendra à la fois du potentiel de la plaque et du potentiel de la grille. Nous aurons donc une fonction de deux variables :

$$I_p = f(V_p, V_g) \qquad (3)$$

qui représente non plus une <u>courbe</u> mais une <u>famille de courbes</u> ou une surface.

L'étude de cette fonction serait extrêmement ardue si nous ne faisions intervenir une simplification énorme dûe à la propriété que nous avons énoncé plus haut.

Fixons, pour V_g et V_p deux valeurs V_{g_0} et V_{p_0} qui vont déterminer une valeur I_{p_0} du courant de plaque. D'après la relation (3) nous pouvons pour faire varier I_p, agir soit sur V_g ou V_p ou encore sur les deux à la fois. Donnons à V_g une variation, ΔV_g qui déterminera une variation de courant ΔI_p, V_p restant constant.

Pour obtenir la même variation du courant plaque ΔI_p, il faudra donner à V_p une variation ΔV_p , V_g restant constant.

Mais nous savons que l'on constate une action prépondérante de la grille autrement dit "qu'une variation de tension grille produit le même effet qu'une variation μ fois plus grande de tension plaque".

Donc on aura :

$$\frac{\Delta V_p}{\Delta V_g} = \mu \quad \text{pour} \quad \Delta I_p = c^{te}$$

et ceci pour une très grande étendue de variations qui correspondent pratiquement à toute la zone utilisable.

Mais pour faire varier I_p, nous pouvons appliquer simultanément des variations à V_p et V_g. Pour tous les couples de variations ΔV_p et ΔV_g qui, appliqués simultanément donneront la même variation ΔI_p, on peut écrire :

$$\Delta V_p + \mu \Delta V_g = \Delta' V_p + \mu \Delta' V_g = \Delta'' V_p + \mu \Delta'' V_g$$

Donc, si $\Delta V_p + \mu \Delta V_g$ reste constant, ΔI_p reste constant et le courant plaque est alors seulement fonction de ce que l'on pourrait appeler la "tension composée".

$$W = V_p + \mu V_g$$

ce qui s'écrit :

$$I_p = f(W) = f(V_p + \mu V_g)$$

Le fonctionnement du tube triode se ramène alors au fonctionnement du tube diode dans lequel la tension de plaque serait remplacée par la tension composée W. Dans la zone utilisable où les relations sont linéaires, nous aurons :

$$\boxed{\rho \cdot \Delta I_p = \Delta W = \Delta V_p + \mu \Delta V_g} \qquad (4)$$

C'est l'équation fondamentale du circuit de plaque du tube triode. Elle a une grande importance et son utilisation dans les applications est extrêmement fréquente. Il s'agit simplement de remarquer que cette équation n'est valable que pour des variations de tensions et de courants autrement dit qu'elle est appliquable à l'étude des phénomènes alternatifs à l'exclusion des valeurs des polarisations continues de plaque et de grille.

Il est utile de préciser le sens de nos notations, en ce qui concerne les tensions et les courants. En effet la tension grille a , à chaque instant, une valeur instantanée qui nous sera donnée par la superposition de V_{g_0} , tension continue de polarisation, (supposée négative ce qui est, nous le verrons, le cas général) et d'une tension variable v_g, appliquée à la grille, et qui sera toujours pour nous une tension alter-

native sinusoïdale. De même nous aurons dans le circuit de plaque un courant instantané qui résultera de la superposition du courant constant I_{p_0} défini, comme nous l'avons vu par les potentiels V_{p_0} et V_{g_0} et d'un courant variable i_p, produit par les oscillations sinusoïdales du potentiel de grille. Comme nous avons admis la linéarité de tout le système, la variation du courant sera aussi sinusoïdale et de même fréquence. La variation v_p du potentiel de plaque sera celle qui sera produite par i_p dans l'impédance d'utilisation.

L'équation (4) que nous avons obtenu s'appliquera donc à ces quantités i_p, v_p, v_g, que nous venons de définir, et, lorsque nous l'utiliserons pour l'étude des phénomènes alternatifs nous conviendrons de l'écrire :

$$\boxed{\rho \cdot i_p = v_p + \mu v_g} \qquad (5)$$

3.3.2. - <u>CARACTERISTIQUES STATIQUES DU TUBE TRIODE</u>

Il faut pratiquement, à cause de leur rôle différent, tenir compte séparément des deux variables de la relation (3) du paragraphe précédent.

Cette équation est celle d'une surface qu'il nous serait difficile d'utiliser de façon pratique.

Nous allons tourner la difficulté en représentant deux types de réseaux de courbes qui ne seront autre chose que la représentation des courbes obtenues en coupant la surface par des plans parallèles aux plans de coordonnées, autrement dit des courbes de niveau de la surface.

Nous aurons donc à considérer :

1°) $I_p = f(V_g)$ avec V_p comme "paramètre" constant pour chaque courbe.

2°) $I_p = f(V_p)$ avec V_g comme "paramètre" constant pour chaque courbe.

Les réseaux de courbes obtenues sont appelées les "caractéristiques statiques" du tube considéré.

<u>Réseaux de caractéristiques</u>

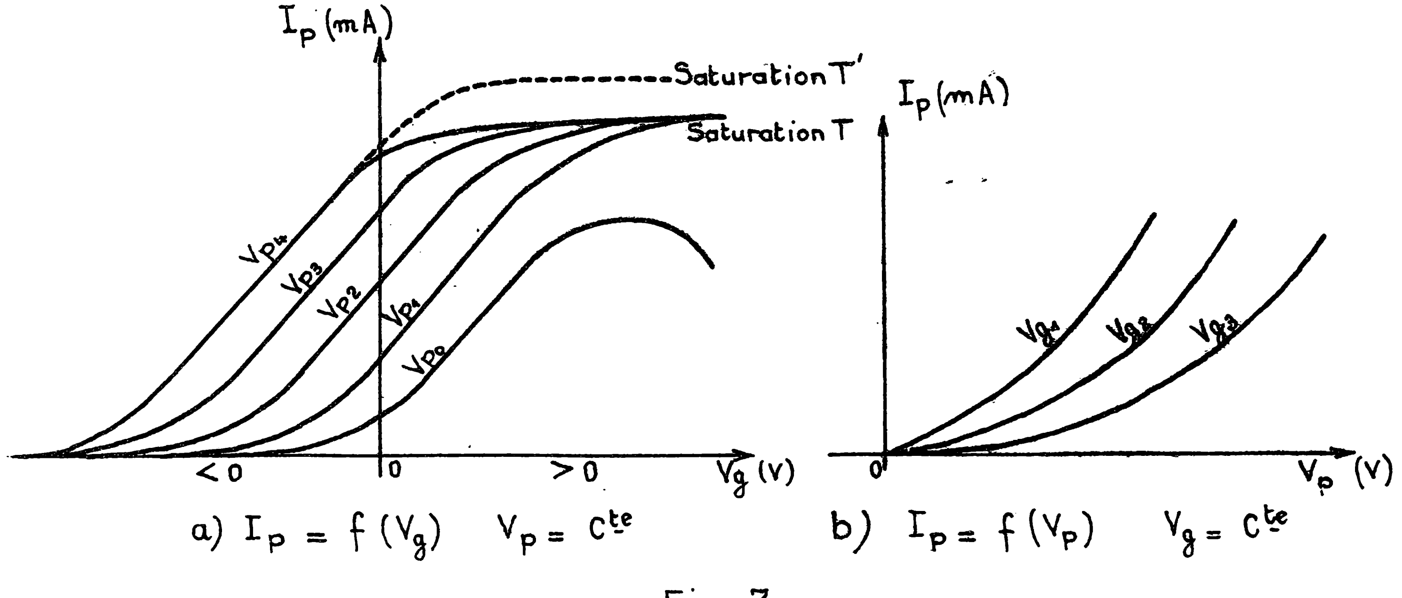


Fig. 7

Les courbes qui sont données sur la fig. 7 sont des courbes tracées d'après le principe de fonctionnement du tube triode et qui donnent l'allure générale des réseaux obtenus pratiquement. Les potentiels V_{p1}, V_{p2},... sont des potentiels positifs croissants, et les potentiels V_{g1}, V_{g2} .... sont des potentiels négatifs, croissant en valeur absolue.

Suivant le problème posé il sera avantageux de considérer l'un ou l'autre de ces deux réseaux. Leur emploi est fréquent et il faut absolument se familiariser avec leur utilisation.

On relève sur chaque type de tube les "caractéristiques statiques" réelles. (Le relevé de ces courbes fait l'objet d'une manipulation de travaux pratiques).

On trouvera en annexe au présent chapitre, quelques exemples de caractéristiques correspondant à quelques tubes courants.

3.3.3. - COEFFICIENTS DU TUBE TRIODE

a) Coefficient d'amplification. Nous avons vu dans le paragraphe précédent que les variations de tension grille et de tension plaque qui produisent la même variation sont dans un rapport constant μ. Ce rapport a reçu le nom de "coefficient d'amplification" du tube. Si dans l'équation générale nous faisons $\Delta i_p = 0$, nous avons :

$$\Delta v_p + \mu v_g = 0$$

soit $$-\frac{\Delta V_p}{\Delta V_g} = \mu$$

Ceci montre que μ est aussi le rapport entre l'amplitude d'une variation de tension plaque et l'amplitude d'une variation de tension grille qui, appliquées simultanément et en opposition (signe -) ne produisent aucune variation de courant plaque. Ou encore, en reprenant la définition déjà donnée, c'est le rapport des amplitudes de deux variations qui, appliquées séparément, donnent la même variation de courant plaque. De là vient le nom de "coefficient d'amplification", car une variation v_g de la tension grille produit le même effet qu'une variation μ fois plus forte de la tension plaque.

La valeur de ce coefficient, nombre sans dimensions, varie suivant le type de tube entre une dizaine d'unités et plusieurs milliers.

b) Résistance interne : Faisons maintenant $\Delta v_g = 0$, il vient :

$$\rho \cdot \Delta i_p = \Delta v_p$$

d'où $$\rho = \frac{\Delta V_p}{\Delta i_p}$$

C'est le rapport de l'amplitude d'une variation de tension plaque à l'amplitude de la variation de courant plaque qui en résulte. D'où le nom de "résistance interne" donné à ce coefficient. Il est exprimé en "ohms". Sa valeur varie entre quelques milliers d'ohms et plusieurs mégohms.

Il importe de ne pas considérer cette "résistance" comme une simple résistance passive qui pourrait remplacer symboliquement le tube, mais comme la gêne qu'oppose le tube à toute variation du courant de plaque en chaque point de la caractéristique.

c) Pente du tube : Pour $\Delta v_p = 0$, c'est-à-dire à potentiel plaque constant,

on à

$$\frac{\Delta i_p}{\Delta v_g} = \frac{\mu}{\rho} = s$$

Donc $\frac{\mu}{\rho}$ représente la "pente" des caractéristiques $i_p = f(v_g)$ à potentiel de plaque constant. On la caractérise par la lettre s C'est, en somme, la variation de courant plaque engendrée par la variation de 1 volt de tension grille, lorsque le potentiel de plaque reste constant. On l'exprime en milliampères par volt et l'on a évidemment la relation :

$$\mu = \rho s$$

Il ne faudra jamais oublier, dans les calculs, d'exprimer la pente en "ampères par volt, sous peine de faire une grossière erreur et de trouver un résultat multiplié ou divisé, suivant les cas, par 10^3.

La pente est le coefficient le plus caractéristique du tube car pour avoir une forte pente il faut avoir à la fois une faible résistance interne et un fort coefficient d'amplification, conditions qui sont, comme nous le verrons, contradictoires.

La pente donne ainsi la qualité du compromis réalisé. Elle caractérise bien le pouvoir amplificateur du tube, et c'est certainement actuellement le coefficient le plus important pour l'étude des tubes modernes.

La "maintenance" périodique des tubes utilisés dans le réseau des L.G.D. se fait en mesurant justement la pente de ces tubes.

3.3.4. - INFLUENCE DES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DES ELECTRODES SUR LES COEFFICIENTS

Les coefficients μ et ρ dépendent de la forme géométrique et de la distance entre les diverses électrodes.

Ils dépendent aussi de la nature de la cathode, etc ... Pour chaque forme d'électrode on peut calculer théoriquement les valeurs de μ et ρ. En pratique nous pouvons admettre les résultats suivants :

1°) en approchant la grille de la cathode, on augmente le coefficient d'amplification (car il faut alors une plus grande variation de la tension de plaque pour compenser l'effet d'une variation de tension grille), mais en même temps on augmente la résistance interne car pour une même variation Δv_p, la variation Δi_p est beaucoup plus faible. Ce qui montre bien que le rapport $\frac{\mu}{\rho}$ ne croîtra pas nécéssairement.

2°) le fait d'éloigner la plaque conduit aux mêmes résultats.

3°) on fait, de même, varier ρ et μ dans le même sens en choisisant une grille à mailles plus serrées.

4°) μ ne dépend pas de la nature de la cathode.

5°) en utilisant une cathode de plus grande surface, ou de pouvoir émissif supérieur, ou à température plus élevée, on diminue la résistance interne du tube.

3.3.5. - CARACTERISTIQUE DE GRILLE

Pour être complet il nous faudrait définir l'équation du circuit de grille.

Nous nous bornerons ici à constater, que, dès que le potentiel de grille devient positif, il circule un courant dans le circuit grille-cathode.

L'allure de la courbe $i_g = f(v_g)$ pour un potentiel plaque donné est donnée par la figure 8.

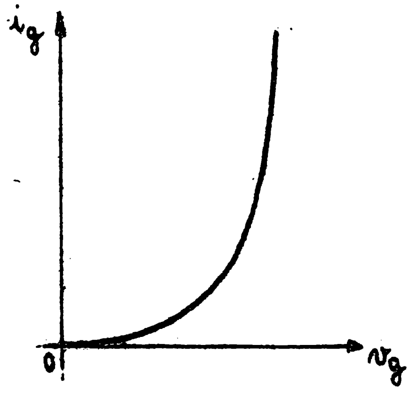


Fig. 8

En fait, dans la plus grande partie des applications que nous allons étudier, les conditions de fonctionnement sont telles que le potentiel de grille reste toujours négatif, donc le courant grille est, de ce fait, toujours nul.

L'équation du circuit de grille se met alors sous la forme très simple :

$$\boxed{i_g = 0}$$

3.4. CIRCUITS DANS LE TUBE TRIODE. ETUDE DU CIRCUIT DE CHAUFFAGE. POLARISATION DE LA GRILLE

Considérons un tube triode monté comme l'indique la figure 9, la grille portée à un potentiel négatif, la plaque à un potentiel positif, par rapport à la cathode.

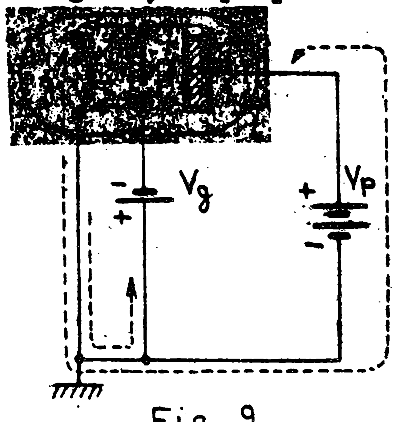


Fig. 9

La cathode sert donc de potentiel de référence et il est commode de fixer ce potentiel à la valeur zéro en mettant ce point commun à la "masse" du montage, et en reliant ensuite ce point à la terre.

On constitue donc, dans le tube deux circuits principaux distincts, ayant seulement un point commun, ici la cathode :

a) le circuit de grille : (comprenant l'espace grille-cathode) parcouru, éventuellement, par un courant i_g, la grille étant portée à un potentiel V_g.

b) le circuit de plaque : (comprenant l'espace plaque cathode) parcouru par le courant i_p, la plaque étant portée au potentiel V_p.

3.4.1. - CIRCUIT DE CHAUFFAGE - DIFFERENTS PROCEDES

Jusqu'ici nous n'avons donné aucune précision sur la façon dont la cathode était portée à la température requise pour que l'émission thermoïonique puisse avoir lieu.

Il faut bien remarquer que, si n'importe lequel des procédés de chauffage connus pourrait permettre d'arriver à ce résultat, il est, par contre, parfaitement évident que le procédé de chauffage utilisé sera le chauffage électrique.

On utilise deux procédés de chauffage de la cathode :

a) le chauffage direct : la cathode étant elle-même parcourue par le courant de chauffage, reçoit alors le nom de "filament"

b) le chauffage indirect : la cathode est solidaire d'un tube réfractaire, chauffé par un filament parcouru par le courant de chauffage.

On voit donc apparaître un troisième circuit du tube, le circuit de chauffage.

Si, dans le cas du chauffage direct, le circuit de chauffage a un point commun avec les circuits de grille et de plaque (voir figure 10), il faut bien comprendre qu'il n'intervient pas dans le fonctionnement interne du tube, son rôle étant de porter la cathode ou le filament à la température T désirée.

3.4.1.1. - CHAUFFAGE DIRECT

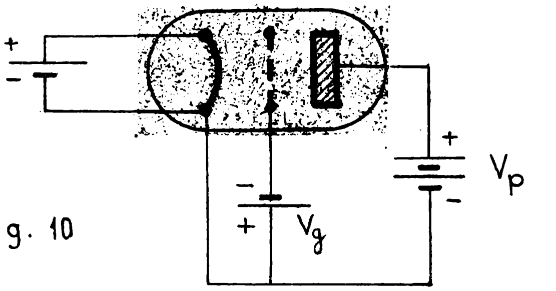


Fig. 10

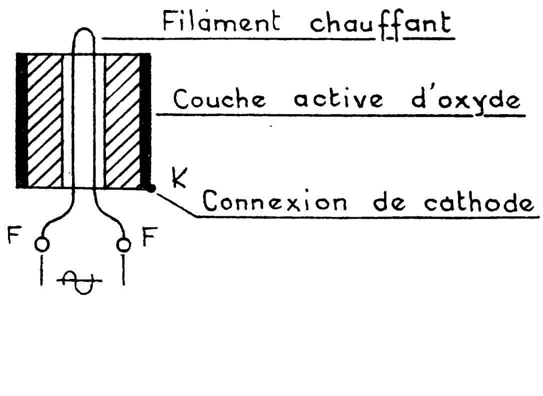
On a alors le montage donné par la figure 10. L'émission électronique par le chauffage direct est économique, surtout pour les tubes puissants, mais nécessite pour son application la disposition d'une source de courant continu bien stable. (pile ou accumulateur).

On remarque en outre que le filament, considéré dans son rôle de cathode, n'est pas équipotentiel, puisqu'il y a une chute de tension progressive le long de ce filament. Cet état de chose peut être un inconvénient pour certains modes de fonctionnement.

3.4.1.2. - CHAUFFAGE INDIRECT

Si, pour alimenter le circuit de chauffage on ne dispose que d'une source de courant alternatif, le chauffage direct est impossible, l'émission thermoïonique variant au rythme de la fréquence du courant. Il devient donc nécessaire de séparer les fonctions "chauffage" et "émission d'électrons" en faisant du chauffage indirect figure 11.

Fig. 11



Le filament incandescant alimenté en courant alternatif est placé dans un cylindre en matière réfractaire et lui communique la température voulue par simple rayonnement calorifique sans contact électrique.

C'est la surface extérieure du cylindre qui, recouverte d'oxydes, joue le rôle de cathode et produit l'émission thermoïonique.

Les avantages de ce système sont :

a) indépendance absolue des deux circuits de chauffage et d'émission électronique.

b) la cathode est <u>équipotentielle</u> et peut vraiment servir de potentiel de référence.

c) les fluctuations rapides de la tension de chauffage sont absorbées par l'inertie calorifique de l'ensemble.

Les inconvénients sont :

a) une perte de rendement.

b) une inertie marquée lors de l'allumage.

3.4.1.3. - POLARISATION DE GRILLE

Nous savons déjà que, dans les montages que nous étudierons, la grille doit être polarisée négativement par rapport à la cathode ou, ce qui revient au même, la cathode doit être positive par rapport à la grille.

Le chauffage indirect permet, outre les avantages cités plus haut, de polariser individuellement les cathodes par rapport à la "masse".

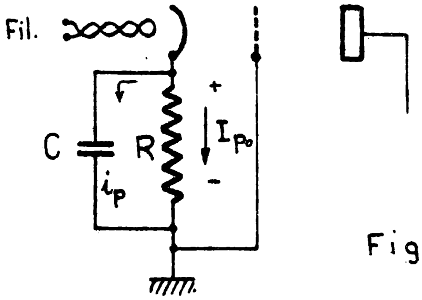


Fig. 12

Le montage réalisé est alors le suivant : (Figure 12).

Une résistance R est insérée entre la cathode et la "masse". Cette résistance, parcourue par le courant continu de plaque I_{p_0}, voit apparaître à ses bornes une tension orientée comme l'indique la figure 12. La grille étant reliée directement à la masse, se trouve bien à un potentiel négatif, égal en valeur absolue à la chute de tension dans R, par rapport à la cathode. Le circuit de chauffage ayant en général un point à la masse, (point milieu de secondaire de transformateur) la polarisation des cathodes est limitée par l'isolement du filament chauffant par rapport à la cathode correspondante.

En général, la résistance de polarisation R est shuntée par un condensateur C. La composante continue I_{p_0} du courant de plaque traverse R, tandis que la composante alternative i_p traverse presque uniquement le condensateur C qui, à la fréquence d'utilisation, doit avoir une impédance <u>très faible</u> devant la résistance R. La chute ohmique de courant alternatif est donc faible et par suite, tandis que la grille est portée au potentiel $U_0 = -R_0 I_{p_0}$ par rapport à la cathode, en ce qui concerne le courant continu, elle est sensiblement au même potentiel que celle-ci pour le courant alternatif. Nous verrons toutefois plus loin un cas où la résistance R n'est pas shuntée.

Ce procédé, dit "polarisation automatique", a l'avantage de s'opposer à des variations exagérées de la composante continue I_{p_0}. En effet, toute augmentation de ce courant augmente la polarisation négative de la grille, tandis qu'une diminution la réduit : il y a donc un certain effet de stabilisation. D'autre part on remarque aisément sur la figure 9 bis que la tension de polarisation est en réalité prélevée sur la tension anodique : plus on augmente R, plus la cathode devient positive, ce qui réduit la différence de potentiel anode-cathode. Ceci n'offre cependant pas d'inconvénients en pratique, cette diminution ne correspondant qu'à quelques % de la tension de la source.

Le diagramme de la figure 9 ter explicite le mécanisme de la polarisation automatique, et démontre graphiquement l'effet de stabilisation mentionné ci-dessus. Alors qu'une pile de polarisation donne un V_{g_0} fixe, c'est-à-dire une abscisse indépendante de I_p, la résistance de polarisation donne lieu à une droite d'inclinaison telle que $\operatorname{tg} \alpha = R$: la polarisation croît proportionnellement à I_p. On voit que pour une majoration donnée de V_p (passage de la caractéristique en trait plein à celle en trait interrompu) l'augmentation de courant est moindre avec la polarisation automatique (point a) qu'avec la pile (point b).

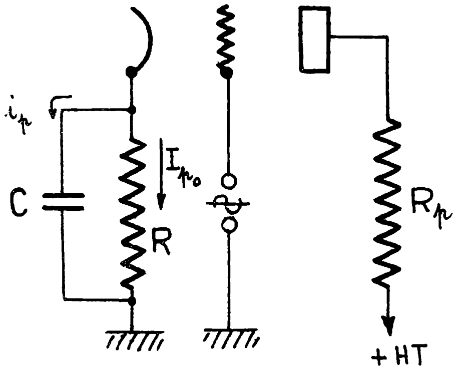


Fig. 9 bis

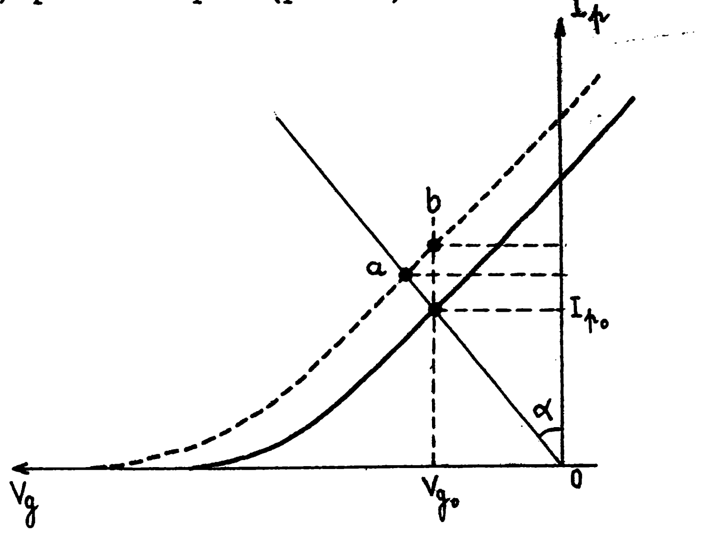


Fig. 9 ter

3.5. IMPEDANCE D'ENTREE D'UN TUBE TRIODE :

Comme il a été dit, le courant grille est toujours nul tant que le potentiel de grille reste négatif. Ce qui veut dire que l'impédance du circuit de grille est infinie et que cette grille peut être branchée en parallèle sur n'importe quelle autre impédance sans la modifier en rien.

Toutefois cette simplification, légitime dans beaucoup de cas, devient fausse dans certains autres, en particulier quand la grille devient positive ou si la fréquence d'utilisation devient élevée. En effet :

a) si la grille devient positive, elle capte un certain nombre d'électrons, il y a circulation de courant. L'impédance du circuit de grille n'est plus infinie. Elle est équivalente à une résistance placée entre la grille et la cathode.

b) par ailleurs, la grille restant négative, quand la fréquence d'utilisation augmente on voit apparaître l'action des capacités parasites.

Il ne faut pas oublier, en effet, qu'entre deux électrodes voisines existent des capacités "statiques" que l'on peut matérialiser par des condensateurs de même valeur branchés entre les deux électrodes. On trouvera donc dans un tube triode :

- une capacité grille-cathode : γ_{cg}
- une capacité grille plaque : γ_{gp}
- une capacité plaque cathode : γ_{cp}

Nous allons étudier l'effet produit par ces capacités sur l'impédance du circuit de grille.

Considérons le tube triode représenté par la figure 13 avec ses capacités parasites.

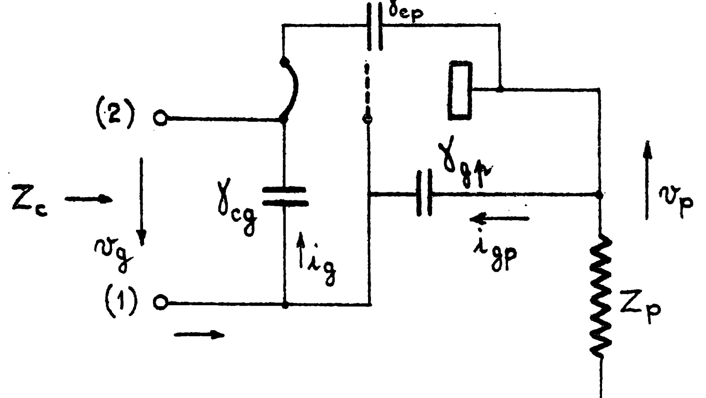


Fig. 13

La capacité γ_{cp}, en général très petite, shunte le courant normal du tube. Son impédance est très grande devant ρ et Z_p.

La capacité γ_{cg} donne une admittance $j\omega\gamma_{cg}$ en parallèle à l'entrée du tube. Elle est extrêmement gênante aux fréquences élevées.

Il nous reste à examiner l'influence de la capacité γ_{gp} qui introduit une "réaction" plaque grille, (ce terme sera explicité dans un prochain chapitre) dont nous allons étudier un des effets.

Avec les notations de la figure 13, nous pouvons écrire que :
- dans γ_{cg}, nous aurons un courant : $i_{cg} = v_g \cdot j\omega\gamma_{cg}$
- dans γ_{gp}, nous aurons un courant : $i_{gp} = [v_p - v_g] \cdot j\omega\gamma_{gp}$

Si nous appelons a (nombre algébrique) le rapport existant entre vp et vg dans le tube (pouvoir amplificateur) nous aurons :

$$a = \frac{v_p}{v_g}$$

d'où

$$i_{gp} = j\omega\,\gamma_{gp} \cdot v_g\,[a-1]$$

Appliquons la loi des noeuds à la figure 13, en respectant les conventions de signe, il vient :

$$i_g = i_{cg} - i_{gp}$$

$$\boxed{i_g = j\omega \cdot v_g\left[\gamma_{cg} + \gamma_{gp}(1-a)\right]}$$

Tout se passe donc comme si la capacité γ_{gp} était ramenée à l'entrée du tube, en parallèle avec γ_{cg}, mais affectée du coefficient $[1-a]$

Or, car c'est là la propriété essentielle du tube triode, a est en général négatif et de valeur absolue plus grande que 1. On voit aisément l'effet nuisible de cette capacité sur le fonctionnement du tube à des fréquences élevées.

De plus il arrive souvent que a soit un nombre complexe de la forme :

$$a = x + jy$$

Dans ce cas l'admittance d'entrée apparente comporte un terme réel qui est :

$$+y\,\gamma_{gp} \cdot \omega$$

On voit donc que si y est négatif, le terme $-y\,\gamma_{gp}\,\omega$ peut arriver à compenser le terme positif de l'admittance de la source, ce qui signifie que le tube cède à la source plus d'énergie qu'il n'en reçoit. Le tube se met alors à "osciller". L'étude de ce phénomène sera reprise sous une autre forme dans un chapitre ultérieur.

La recherche d'un remède efficace à l'influence néfaste des capacités parasites, à conduit à la naissance des tubes à plus de trois électrodes dont nous étudierons le principe au sous-chapitre suivant.

3.6. CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES D'UN TUBE TRIODE :

Nous avons jusqu'ici caractérisé un tube par le tracé de réseaux de caractéristiques montrant, par exemple, les variations du courant de plaque en fonction du potentiel de grille, à potentiel de plaque constant. Nous avons fait varier, indépendament l'une de l'autre, les deux variables de l'équation générale du tube. Nous savons que les deux types de réseaux de courbes obtenues donnent une représentation graphique de l'équation citée (courbes de niveau de la surface).

Nous avons appelé ces courbes les caractéristiques statiques, puisqu'elles sont relatives à un potentiel de plaque (ou de grille) constant.

Or, pour utiliser les propriétés du tube, nous devons intercaler une impédance dans le circuit de plaque. Si nous laissons constantes les tensions continues de polarisation, v_p devient une fonction de i_p, et par suite entre les trois variables i_p, v_p, v_g, il existe deux relations.

Il reste donc une seule variable indépendante, par exemple v_g, et l'on peut caractériser le fonctionnement du tube, dans son montage actuel, par une courbe unique qui donne par exemple, i_p (ou v_p) en fonction de v_g. Cette courbe est appelée "caractéristique dynamique".

Il faut remarquer que cette appellation est impropre car cette courbe caractérise un montage du tube, et non le tube lui-même qui reste défini par sa famille de caractéristiques statiques.

La caractéristique dynamique dépend, évidemment, de la nature de l'impédance de charge insérée dans le circuit plaque.

Dans le cas particulier où l'impédance de charge est une résistance pure R, nous avons :

$$v_p = - R . i_p$$

le signe - rappelle que le potentiel de plaque baisse lorsque le courant de plaque augmente.

Si nous portons cette valeur de v_p dans l'équation fondamentale du tube, nous aurons :

$$[R + \rho] . a_p = \mu \, v_g$$

La "pente dynamique" S de la caractéristique dynamique nous sera donnée par :

$$S = \frac{i_p}{v_g} = \frac{\mu}{R + \rho}$$

Elle est inférieure à la pente statique $s = \frac{\mu}{\rho}$

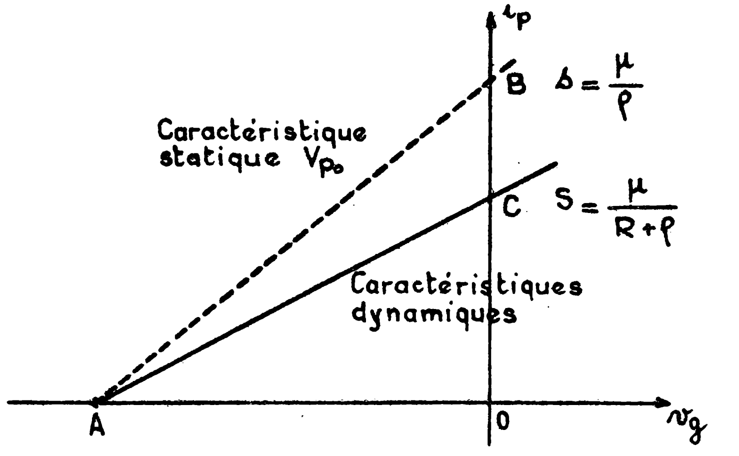


Fig. 14

De plus, cette caractéristique dynamique doit évidemment passer par le point A, d'abscisse correspondant à un courant de plaque nul, de la caractéristique statique se rapportant à un potentiel de plaque égal à celui de la source de tension continue de polarisation de plaque (V_{p_0}) du montage considéré.

Elle sera donc représentée par la droite AC de la figure 14, où la droite AB représente la caractéristique statique correspondant au potentiel de plaque égal à V_{p_0}.

4.- TUBES A PLUS DE TROIS ELECTRODES

Les avantages obtenus en ajoutant à la diode une troisième électrode, ont poussé les chercheurs à essayer d'intercaler sur le chemin des électrons une seconde, puis une troisième électrode,..... toutes analogues à la première, c'est-à-dire possédant une certaine "transparence" et appelées aussi "grilles".

Il a été réalisé un nombre très élevé de combinaisons dont, en fait, peu ont été retenues.

Nous allons énumérer les trois principales réalisations et étudier plus en détails la dernière :

a) deux grilles de "commande" sont juxtaposées ou sont successives et combinent leur action sur le flot d'électrons (heptode, octode ou triode-hexode). Ces tubes servent en général soit à moduler un signal, soit à effectuer un changement de fréquence. Ils sont utilisés surtout dans le domaine des Radiocommunications.

b) Une grille , portée à un potentiel continu fixe, est ajoutée entre la cathode et la grille de commande. Elle accélère les électrons, neutralise la charge d'espace et permet ainsi d'utiliser les potentiels de plaque extrèmement faibles. Elle a été utilisée sous le nom de "grille de champ" dans les tubes "bigrilles".

c) Si l'on place cette grille, toujours à potentiel continu positif fixe, entre grille de commande et plaque, c'est elle qui, pratiquement, fixera la vitesse des électrons et leur fera atteindre la plaque, quel que soit le potentiel de celle-ci. L'influence de la tension de plaque sera ainsi extrèmement réduite, ce qui aura pour effet d'augmenter fortement la résistance interne du tube. Comme la position de la grille de commande n'a pas été modifiée, son influence sur le faisceau d'électrons n'a pas changé ; par conséquent la pente reste identique à elle-même. La résistance interne ayant considérablement augmenté, on voit que, nécessairement, le coefficient d'amplification aura augmenté,lui aussi, dans les mêmes proportions.

De plus, et c'est là un avantage appréciable, cette grille forme "écran", d'où son nom, entre la plaque et la grille de commande, ce qui aura pour effet de diminuer considérablement la capacité parasite γ_{gp} dont l'influence nuisible a été étudiée précédemment.

4.1. TUBE A GRILLE-ECRAN (TETRODE).

Ainsi que nous venons de le voir, du fait de la présence de la grille écran portée à un potentiel positif fixe, le champ produit par la plaque au voisinage de la cathode sera très faible, et le courant cathodique (qui dépend de ce champ) est pratiquement indépendant de la tension plaque. Ce courant $I_c = I_p + Ie$ ne variera donc qu'avec le potentiel d'écran.

Outre cette propriété, l'intérat de ce tube résulte de l'augmentation du coefficient d'amplification et aussi, ce qui est indispensable, de la diminution simultanée de la capacité parasite γ_{gp} Avec de bons tubes on obtient :

- μ de l'ordre de 1000 à 5000
- γ_{gp} de l'ordre de 10^{-14} Farads

Cependant, en examinant les caractéristiques $I_p = f(V_p)$, avec $V_o = C^{te}$, figure 15, on voit que pour des tensions de plaque inférieures à celle de l'écran les courbes présentent un coude très prononcé : le courant plaque diminue et l'on constate aussi que la grille écran s'échauffe exagérément. Le courant plaque ne devient pratiquement constant que pour des valeurs du potentiel de plaque de l'ordre du double de celui de l'écran.

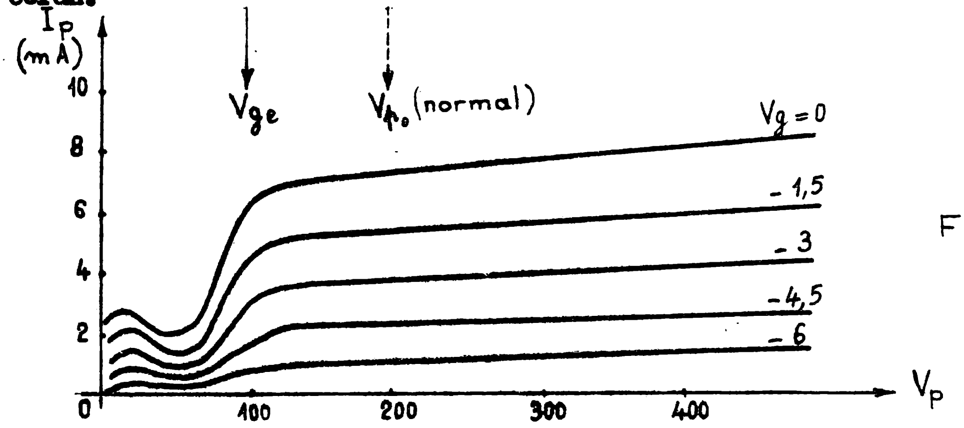


Fig. 15

Cette baisse du courant plaque est dûe à "l'émission secondaire" d'électrons par la plaque sous l'action du bombardement de celle-ci par les électrons émis par la cathode. En effet, quand la tension de plaque est nulle, tous les électrons sont captés par l'écran et on a : $I_c = I_e$ Dès que la plaque devient positive elle capte des électrons et I_p augmente aux dépens de I_e. Mais dès que l'émission secondaire apparaît, et tant que l'écran est à un potentiel supérieur à celui de la plaque, les électrons émis sont captés par l'écran et le courant plaque diminue, au profit du courant écran. Dès que $V_p > V_e$ le courant plaque reprend rapidement sa valeur normale.

On est donc obligé de considérer la tension d'écran comme une tension de "déchet" en dessous de laquelle la tension plaque ne doit jamais tomber.

Ceci oblige à maintenir cette tension d'écran assez faible, et limite ainsi les possibilités du tube en ce qui concerne la puissance de sortie.

Deux solutions sont utilisée pour remédier à ce défaut:

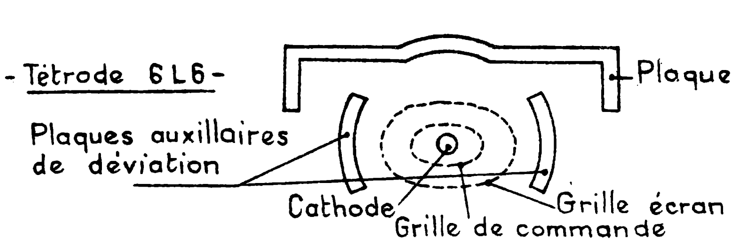


Fig. 16

a) Dans la technique américaine, on écarte la plaque et on dispose, latéralement, des plaques auxiliaires de déviation portées à un potentiel faible (figure 16). Ces plaques créent ainsi entre la grille écran et la plaque une zône à faible potentiel que les électrons secondaires émis à faible vitesse ne peuvent traverser, mais qui n'existe pratiquement pas pour les électrons émis par la cathode et accélérés par le potentiel de la grille écran. Le tube obtenu est appelé "Tétrode à faisceaux dirigés" (6V6, 6L6).

b) Dans la technique européenne on ajoute une électrode sur le trajet des électrons. On obtient ainsi le tube "Pentode".

4.2. TUBE A GRILLE D'ARRET. (PENTODE).

Introduisons dans un tube tétrode une grille, dite grille d'arrêt, entre la plaque et l'écran, et portons cette grille au potentiel de la cathode (Fig. 17). Par construction, la grille d'arrêt est à larges mailles, ce qui fait qu'elle se laissera traverser aisément par les électrons à grande vitesse, émis par la cathode, et accélérés par le potentiel positif d'écran, mais repoussera les électrons secondaires émis par la plaque à faible vitesse et pour lesquels son potentiel est relativement très négatif. On supprime ainsi le "crochet" des caractéristiques (figure 18), et on bénéficie alors de tous les avantages de ce tube : augmentation de μ et de ρ, diminution de γ_{gp}, débit de puissance plus important.

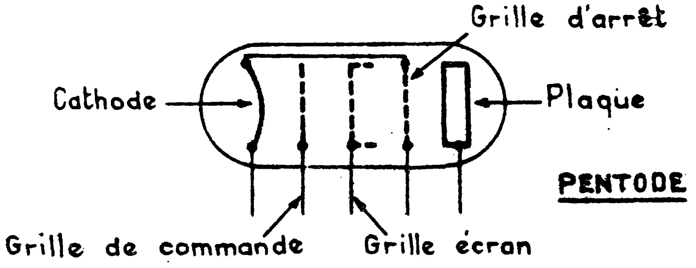
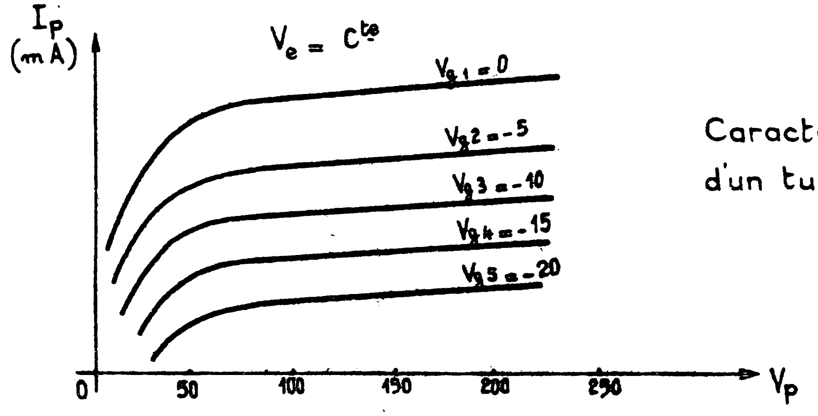


Fig. 17



Caractéristiques $I_p = f(V_p)$ d'un tube pentode.

Fig. 18

4.2.1. - EQUATION DE LA PENTODE IDEALE

Dans les régions linéaires des caractéristiques l'équation fondamentale du circuit de plaque, déjà étudiée, s'applique et nous pouvons l'écrire :

$$i_p = \frac{1}{\rho} v_p + \frac{\mu}{\rho} v_g$$

Or nous savons que ρ a considérablement augmenté puisque les variations du potentiel de plaque sont pratiquement sans effets sur le courant plaque. A la limite, pour une pentode idéale les courbes seraient horizontales ce qui signifie que la résistance interne est infinie. Mais par contre, le rapport $s = \frac{\mu}{\rho}$ reste fini et n'a pas changé. L'équation du circuit de plaque pour une pentode idéale pourra donc se réduire a :

$$\boxed{i_p = s \cdot v_g}$$

4.3. PENTODE A PENTE VARIABLE

On a parfois besoin de faire varier, dans certaines limites, le pouvoir amplificateur d'un tube c'est-à-dire, en fait, la pente de ce tube.

Si l'on modifie la polarisation de la grille de commande, on change effectivement la pente, mais en travaillant dans les régions "courbes" de la caractéristique avec tous les ennuis que cela comporte (distorsion harmonique, intermodulation etc,...).

Cet inconvénient est d'autant plus grand que c'est justement sur les signaux forts (le point de fonctionnement parcourt alors de grandes amplitudes) que l'on veut diminuer beaucoup la pente.

Il importe donc d'obtenir que la pente demeure fixe pour des variations rapides, mêmes étendues, du signal, tout en étant variable et réglable à tout instant, en fonction de la valeur moyenne de l'amplitude de ce signal.

Une solution de compromis entre ces deux exigences contradictoires à été obtenu avec les tubes à "pente variable" ou plutôt à "pente lentement et progressivement variable". Dans ces tubes la grille de commande est réalisée sous forme d'une hélice à pas variable. Les spires sont resserées aux extrémités et lâches au centre. On obtient ainsi, pour la caractéristique $I_p = f(V_g)$, non plus un coude brusque sur un volt, mais une baisse lente et régulière sur une dizaine de volts. La courbe de la figure 19 donne la variation de la pente d'une lampe à pente variable en fonction de la polarisation de la grille de commande. Afin d'éviter les inconvénients dûs au compromis obtenu entre les deux conditions contradictoires :

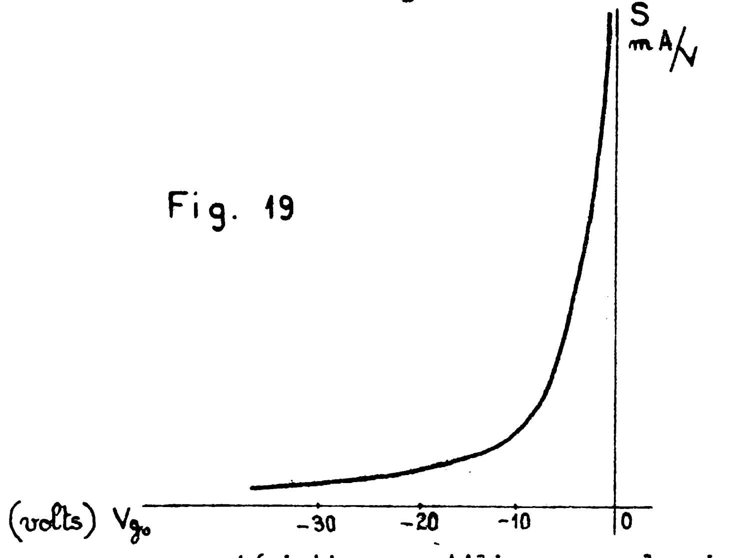


Fig. 19

- caractéristique rectiligne pour le signal
- caractéristique courbe pour le réglage

ce tube ne doit être employé que pour des montages où l'amplitude des variations de la tension grille ne dépasse pas 1 volt.

REMARQUE.- En alimentant l'écran à travers une résistance et en découplant celle-ci par un condensateur de valeur convenable, on réalise le montage dit à "caractéristique basculante" qui atténue un peu les inconvénients signalés ci-dessus.

CHAPITRE III

L'AMPLIFICATION

1. *GENERALITES*

1.1. GAIN COMPOSITE D'UN TUBE TRIODE

A la mesure du coefficient d'amplification d'un tube, on substitue celle, plus facile et plus précise, du gain composite du "quadripole actif" constitué par le tube, entre un générateur d'impédance 800 ohms [1°] et un récepteur d'impédance égale à la résistance interne moyenne du type de tube considéré, R_m .

Les deux bornes d'entrée du quadripôle sont la grille et la cathode, les deux bornes de sortie, la plaque et la cathode (figure 1). Les tensions continues de polarisation ne sont pas représentées ; on admet que leurs valeurs sont telles que le point de fonctionnement du tube se trouve dans les régions linéaires de ses caractéristiques, la grille étant polarisée négativement par rapport à la cathode.

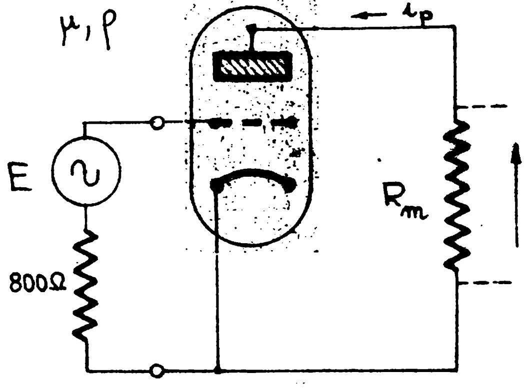


Fig. 1

le gain composite ($800/R_m$) est égal à :

$$g = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \left| \frac{\frac{V^2}{R_m}}{\frac{E^2}{4 \times 800}} \right| = \operatorname{Log} \left| \frac{2V}{E} \right| + \operatorname{Log} \sqrt{\frac{800}{R_m}}$$

Nous avons :

$$V = R_m \cdot i_p$$

D'après le paragraphe 3.6. du chapitre 2, nous avons :

$$i_p = \frac{\mu V_g}{R_m + \rho}$$

d'où :

$$V = \mu V_g \cdot \frac{R_m}{R_m + \rho}$$

L'impédance d'entrée du tube étant très grande, nous avons :

$$V_g = E$$

d'où :

$$V = \mu E \cdot \frac{R_m}{R_m + \rho}$$

Donc, le gain g peut s'écrire :

$$g = \text{Log}\left[\mu \cdot \frac{2 R_m}{R_m + \rho}\right] + \text{Log} \sqrt{\frac{800}{R_m}}$$

$$g = \text{Log}\, \mu + \text{Log}\, \frac{2 R_m}{R_m + \rho} + \text{Log} \sqrt{\frac{800}{R_m}}$$

Si l'on suppose $R_m = \rho$, c'est-à-dire si la résistance interne du tube considéré est égale à la valeur moyenne, il vient :

$$g = \text{Log}\, \mu + \text{Log} \sqrt{\frac{800}{\rho}} \qquad (1)$$

1.2. SCHEMA EQUIVALENT A UN TUBE ELECTRONIQUE AU POINT DE VUE DU CIRCUIT DE PLAQUE

1.2.1. - TRIODE (représentation "série")

Il résulte des études précédentes que le tube triode substitue à une tension alternative appliquée sur sa grille, une force électromotrice dans son circuit de plaque. En effet, l'équation du tube, en ne tenant compte que des courants et tensions alternatifs, est :

$$\rho \cdot i_p = v_p + \mu \cdot v_g$$

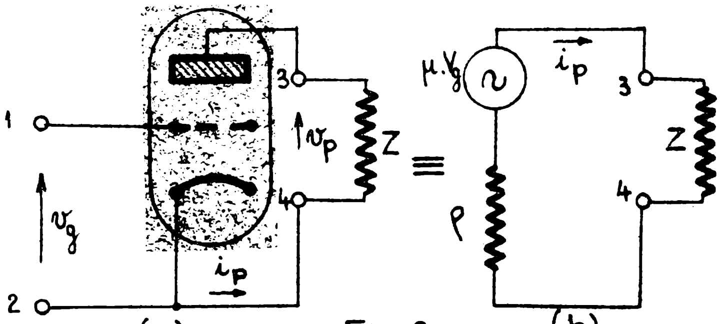
ou :

$$- v_p = \mu \cdot v_g - \rho \cdot i_p$$

soit en appelant Z l'impédance de charge :

$$i_p = \frac{\mu \cdot v_g}{Z + \rho}$$

D'où l'équivalence de deux schémas de la figure 2.



(a) Fig. 2 (b)

Au point de vue des courants alternatifs dans le circuit de plaque le tube est équivalent à une source de f.é.m. $\mu . v_g$ et de résistance interne ρ. Le tube est assimilable à un dipôle actif", c'est-à-dire à un générateur de courant alternatif.

Si le circuit de grille ne débite pas ($i_g = 0$), son impédance garde une valeur très élevée (définie par $\frac{v_g}{i_g}$). On peut donc dire que la grille reçoit aux bornes d'entrée 1 et 2 une <u>tension</u> vg, sans consommer d'énergie appréciable. Le tube substitue à une tension une <u>force électromotrice</u> $\mu . v_g$ dans le circuit de plaque. Le coefficient μ étant plus grand que 1, le montage joue un rôle "<u>amplificateur</u>".

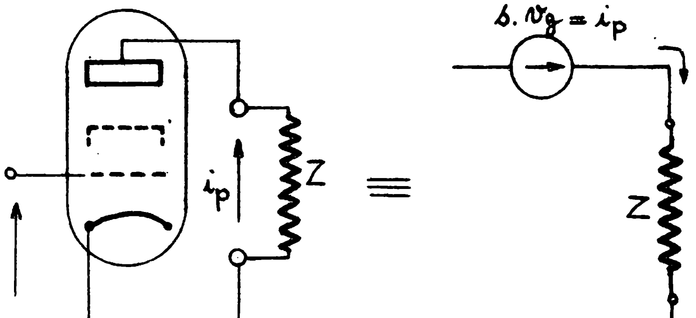
1.2.2. - <u>PENTODE IDEALE</u> (représentation "parallèle")

L'équation du circuit plaque d'une pentode idéale prend la forme simple :

$$i_p = s . v_g$$

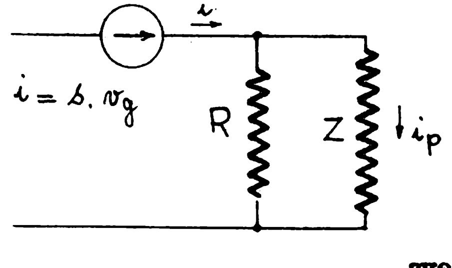
Donc à une <u>tension</u> appliquée sur sa grille, le tube fait correspondre un <u>courant</u> dans le circuit plaque.

Il y a équivalence entre les deux schémas de la figure 3.



(a) Fig. 3 (b)

Le tube est assimilable à un "<u>injecteur de courant</u>" dans l'impédance située dans le circuit de plaque. Il importe en outre, de remarquer que la représentation ci-dessus peut aussi s'appliquer à un tube dont la résistance interne ne serait plus infinie, à condition de placer en parallèle sur l'impédance de charge Z une résistance R égale à la résistance interne du tube considéré. Le courant dans l'impédance Z a bien la valeur qui a été donnée plus haut, soit :



$$i_p = \frac{\mu . v_g}{Z + R}$$

Fig. 4

avec $R = \rho$

Ces représentations symboliques sont très utilisées dans la pratique et il importe de se familiariser avec leur emploi.

2. *POSITION DU PROBLEME DE L'AMPLIFICATION*

2.1. LA FONCTION AMPLIFICATRICE

Parmi les applications des propriétés des tubes électroniques, la plus importante est, sans conteste, l'<u>Amplification</u>.

Nous pouvons définir la fonction amplificatrice d'un tube électronique ou d'un montage de tubes, en assimilant ceux-ci à un quadripôle ayant deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie qu'il importe de préciser dans chaque cas. Une impédance de charge Z est connectée aux bornes de sortie. (fig. 5).

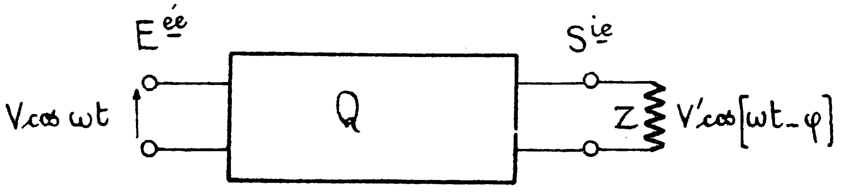


Fig. 5

Appliquons à l'entrée une tension sinusoïdale $V \cos \omega t$.

Aux bornes de Z apparaîtra une tension :

$$V' \cos [\omega t - \varphi]$$

Le rapport $\frac{V'}{V}$ définit le gain en tension, mais on définit aussi le gain en courant $\frac{I'}{I}$ et le gain en puissance $\frac{W'}{W}$. Ces trois rapports peuvent être souvent très supérieurs à l'unité. D'une façon générale le rapport $\frac{W'}{W}$ sera toujours supérieur à 1.

Un amplificateur sera donc un montage dans lequel la puissance utile de sortie sera toujours supérieure à la puissance utile appliquée à l'entrée.

La puissance alternative utile W' provient évidemment de la source de courant continu de polarisation de plaque. Cette source de tension V_0 débite un courant continu moyen I_0, donc fournit une puissance continue $W_0 = V_0 I_0$. La puissance W' sera toujours inférieure à W_0 et le rapport $\frac{W'}{W_0}$ déterminera le <u>rendement énergétique</u> du montage. Cette notion ne doit pas être confondue avec le <u>gain</u>, tel qu'il a été déjà défini et qui peut être appelé le "<u>rendement téléphonique</u>".

2.2. NATURE DE L'IMPEDANCE DE CHARGE

La plus simple de ces impédances est une résistance pure R insérée en série dans le circuit de plaque. Nous verrons les avantages de cette impédance, mais il faut signaler l'inconvénient de ce montage. Même au repos il consomme une puissance notable et la chute de tension dans R occasionne une diminution du potentiel moyen de la plaque.

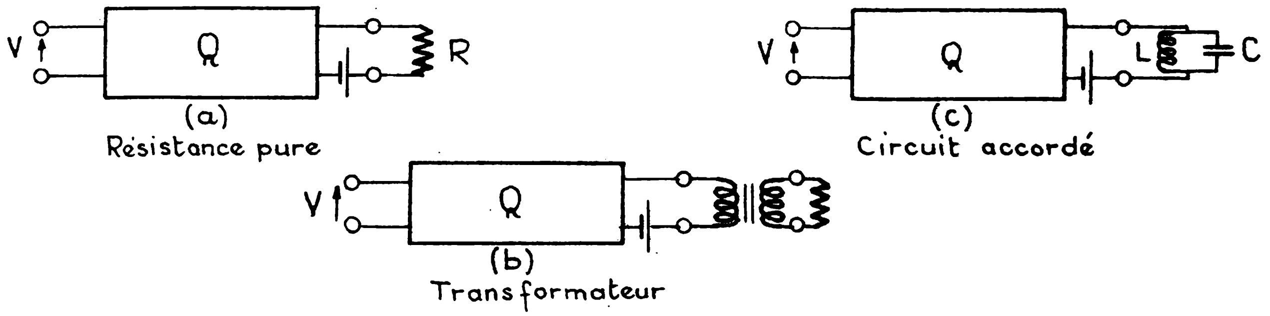


Fig. 6

Il est souvent nécessaire de réaliser dans les amplificateurs des montages qui permettent d'éviter cette chute de tension $R I_0$ et qui soient tels que l'impédance de charge ait une valeur faible pour le courant continu de plaque et la valeur voulue Z pour la ou les fréquences utiles à amplifier.

Ces deux conditions sont obtenues le plus couramment par l'un des deux montages suivants : (figure 6, b et c)

a) La résistance de charge R est connectée par l'intermédiaire d'un transformateur de rapport n_1/n_2. L'impédance primaire peut être rendue négligeable pour le courant continu, tout en ayant pour les courants alternatifs utiles, la valeur :

$$Z = R \cdot \left[\frac{n_1}{n_2} \right]^2$$

en supposant, bien entendu, le transformateur parfait (voir chapitre 8). Cette solution permet de choisir la valeur la plus convenable pour Z, la résistance R étant en général fixée.

b) La charge est constituée par un circuit antirésonnant accordé sur la fréquence utile à amplifier. L'impédance d'un tel système présente, pour cette fréquence, un maximum égal à :

$$Z = \frac{L^2 \cdot \omega^2}{R}$$

R étant la résistance ohmique de la bobine.

Cette impédance diminue très vite de part et d'autre de la fréquence de résonnance et devient négligeable pour la "fréquence zéro", c'est-à-dire le courant continu.

Un troisième montage dit à "Self et condensateur" est parfois utilisé pour réaliser les deux conditions ci-dessus en séparant les trajets des courants continus et alternatifs (figure 7).

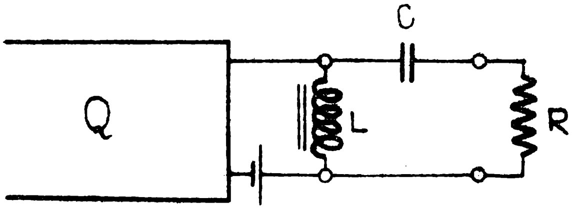


Fig. 7

Le condensateur C bloque la composante continue du courant de plaque et son impédance doit être négligeable aux fréquences utiles transmises. La self-inductance L doit, au contraire, avoir une impédance suffisamment élevée à ces fréquences afin de bloquer les composantes alternatives du courant de plaque. Dans ce cas, l'impédance de charge a une valeur sensiblement nulle en courant continu et la valeur R en courant alternatif.

2.2.1. - IMPEDANCE DE CHARGE COMPLEXE

Il resterait à traiter le cas où la charge Z n'est pas une résistance pure, mais présente une réactance appréciable X.

En fait, ce cas est beaucoup plus compliqué et moins avantageux, aussi s'efforce-t-on de l'éviter en pratique. Nous admettrons donc pour suffisante l'approximation $Z \# |Z| \angle 0$

2.3. CLASSES D'AMPLIFICATION

Une distinction fondamentale s'est établie dans l'emploi des tubes amplificateurs suivant que le fonctionnement se fait, ou non, exclusivement dans la région linéaire des caractéristiques. Quand les polarisations sont choisies pour que le point de fonctionnement initial soit dans cette région dite "centrale" et que l'amplitude des oscillations appliquées est assez faible pour qu'il n'en sorte jamais, on dit que l'on a un fonctionnement en "classe A".

Ce montage, exclusivement utilisé dans la technique des amplificateurs téléphoniques, possède d'utiles propriétés mais son rendement énergétique est très médiocre.

Pour tirer des tubes un meilleur parti, il faut accepter de pénétrer dans les régions coudées inférieures, c'est-à-dire où le courant de sortie s'annule pendant une partie de la période de la tension appliquée à l'entrée. Il en résulte évidemment une certaine distorsion qu'il faut tolérer ou corriger.

Ce fonctionnement non linéaire est plus ou moins prononcé suivant la fraction de la période pendant laquelle passe le courant.

- Si le courant s'annule pendant un temps inférieur à une demi-période, on a le fonctionnement en "classe A' ou AB".

- Si le courant s'annule pendant une demi-période, on a le fonctionnement en "classe B".

- Si le courant s'annule pendant plus d'une demi-période, on a le fonctionnement en "classe C".

Comme il a été dit plus haut, seule le régime de fonctionnement en "classe " est utilisé dans la technique des amplificateurs téléphoniques et nous allons étudier en détails les propriétés de ce régime.

3. *AMPLIFICATION EN CLASSE A*

Nous avons dit que d'une façon générale dans un amplificateur, la puissance W' de sortie était supérieure à la puissance W appliquée à l'entrée. Cependant le problème de l'amplification se pose de deux façons différentes dans la technique des amplificateurs téléphoniques, car suivant les utilisations, on s'intéresse plus particulièrement à la tension ou à la puissance recueillie dans le circuit de plaque. A la sortie d'un amplificateur téléphonique, on cherche généralement à avoir, dans l'impédance de charge, la puissance la plus grande possible pour une tension donnée à l'entrée. C'est cette puissance dépensée qui constitue l'effet utile. Mais on peut être amené à utiliser au préalable, des étages d'amplification destinés simplement à fournir une tension alternative, de même forme que celle appliquée à l'entrée, mais d'amplitude notablement supérieure. Ces étages ne débitent pratiquement pas de courant, la tension obtenue aux bornes de l'impédance de charge constituant l'effet utile.

C'est ainsi que l'on distingue l'"<u>amplification en tension</u>" et l'"<u>amplification en puissance</u>".

Les deux problèmes comportent des solutions différentes et il est évident, à priori, que les résultats obtenus seront différents suivant la nature de l'impédance de charge et de la manière dont est connectée cette impédance dans le circuit de plaque.

3.1. AMPLIFICATION EN TENSION

Le problème est, dans ce cas, pour une variation donnée v_g de la tension de grille, d'obtenir aux bornes de l'impédance de charge une variation de tension v_p, la plus grande possible et de même forme que v_g.

3.1.1. - <u>AMPLIFICATEUR A RESISTANCE A ALIMENTATION DIRECTE</u>

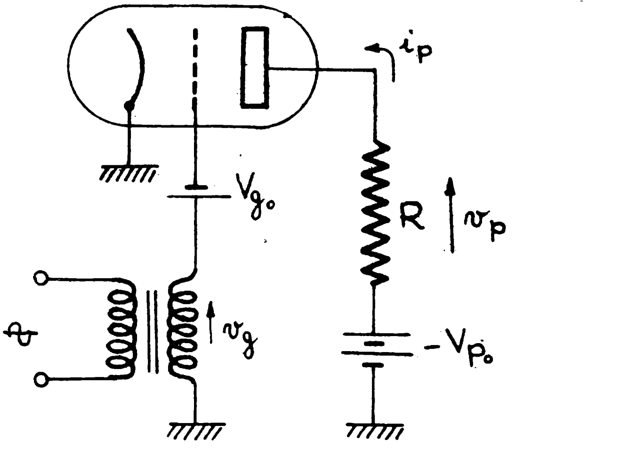


Fig. 8

Considérons le montage le plus simple, où l'impédance de charge est une <u>résistance pure</u> R, insérée directement dans le circuit de plaque d'un tube triode (figure 8).

L'équation générale du circuit de plaque du tube nous donne, pour l'étude des phénomènes alternatifs :

$$\rho \cdot i_p = v_p + \mu\, v_g$$

avec $v_p = - R\, i_p$

d'où

$$\boxed{\frac{v_p}{v_g} = \frac{\mu \cdot R}{R+\rho}} \qquad (1)$$

Cette expression représente l'amplification en tension du montage considéré. Le signe "moins" signifie que les tensions v_g et v_p sont en "opposition de phase".

La quantité :

$$\text{Log} \left|\frac{v_p}{v_g}\right| = \text{Log} \frac{\mu}{1 + \frac{\rho}{R}}$$

représente le "gain" en tension du montage dans les conditons de fonctionnement indiquées.

De l'étude de l'expression (1), on conclut, en supposant que μ et ρ soient constants, que :

1°) le rapport $\frac{v_p}{v_g}$ ne dépend pas de v_g, l'amplification est donc indépendante de la tension de grille appliquée. On dit que l'amplificateur est linéaire.

2°) $\frac{v_p}{v_g}$ ne dépend pas de la fréquence : la tension obtenue aux bornes de la résistance de charge est de même forme que la tension appliquée à la grille. On dit que l'amplificateur est sans distorsion.

Ces deux qualités sont caractéristiques des montages d'amplification en classe A.

Il importe maintenant de choisir les éléments du montage (résistance de charge, tube, polarisation initiale, etc....) afin d'obtenir une amplification aussi grande que possible.

3.1.1.1. - CHOIX DE LA RESISTANCE DE PLAQUE

Si nous supposons le tube donné, le rapport $a = \left|\frac{v_p}{v_g}\right|$ est d'autant plus grand que R est plus grand. A la limite, nous aurons pour R très grand $\frac{\rho}{R} \lll 1$ et le rapport a se rapprochera de sa valeur maximum μ.

Mais si R est très grand, la chute ohmique de tension qui s'y produit (dûe aux composantes continues et alternatives du courant de plaque et qui se retranche de la tension V_{p_0} de la source de polarisation) abaisse le potentiel instantané de la plaque, si bien que le point de fonctionnement risque de "sortir" de la région centrale des caractéristiques. Le montage ne serait plus de classe A et introduirait de la distorsion.

On peut, évidemment, augmenter la tension V_{p_0} mais cela crée des risques pour le personnel, complique les montages (isolement) et occasionne des courants de repos I_{p_0} élevés.

3.1.1.2. - CHOIX DU TUBE

On voit également en considérant l'expression (1) que les tubes à fort coefficient d'amplification μ seront les plus avantageux. Mais dans les triodes, l'augmentation de μ s'accompagne d'une augmentation de ρ, donc oblige à avoir des valeurs élevées de R avec les inconvénients signalés plus haut.

Ecrivons maintenant l'expression (1) en faisant apparaître la pente $s = \frac{\mu}{\rho}$ il vient :

$$\frac{v_p}{v_g} = - \frac{s\, R}{1 + \frac{R}{\rho}}$$

Or, nous savons qu'à pente égale, les pentodes ont une résistance interne bien supérieure aux triodes. Donc, dans le cas où R est donné, l'emploi de pentodes permet d'obtenir des amplifications plus grandes.

3.1.1.3. - CHOIX DE LA POLARISATION DE GRILLE

La tension instantanée de grille doit être telle que la grille ne débite jamais : l'impédance du circuit de grille est alors très grande. Dans le cas contraire, le circuit de grille s'amortirait pendant une partie de la période ou, en d'autres termes, la tension appliquée v_g varierait par suite de la chute de tension dûe à i_g et cesserait d'être sinusoïdale, ce qui introduirait de la distorsion. Ainsi le potentiel de grille ne doit jamais devenir positif et d'autre part, le point de fonctionnement ne doit pas arriver dans les parties courbes des caractéristiques.

L'examen des caractéristiques statiques du tube, et dynamiques du montage (figure 9) montre que, dans ces conditions :

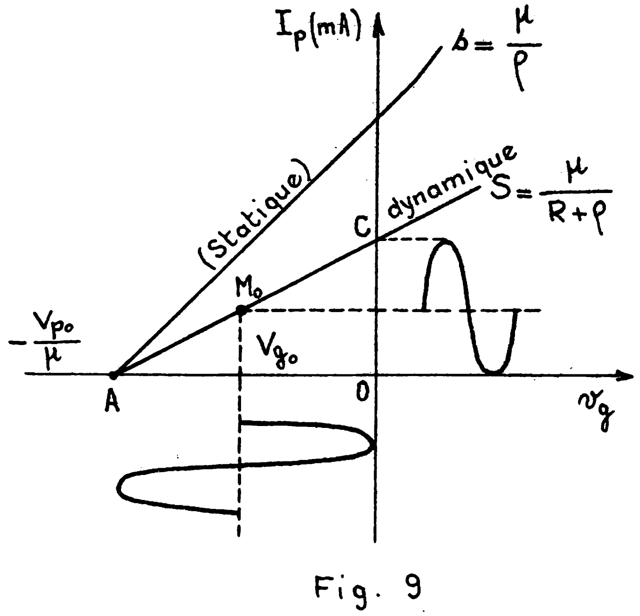


Fig. 9

a) la polarisation initiale de grille à choisir V_{go} doit être sensiblement la moitié du potentiel de grille pour lequel le courant de plaque s'annule (V_{po} étant donné), c'est-à-dire :

$$V_{go} = - \frac{V_{po}}{2\mu}$$

b) l'amplitude maximum de la variation de tension que l'on peut appliquer à la grille est fixée par le fait que le potentiel de grille ne peut devenir positif, donc :

$$|v_{g\,max}| = \frac{V_{po}}{2\mu}$$

Le point de fonctionnement initial sera le point M_o, milieu de AC.

3.1.2. - <u>MONTAGE A ALIMENTATION PAR SELF ET CONDENSATEUR</u>

Comme nous l'avons vu paragraphe 2.2. (fig. 7), ce montage évite la chute de tension continue dans l'impédance de charge et réalise la séparation des fonctions. (Figure 10). Au point de vue du courant alternatif utile, l'impédance de charge a la valeur R.

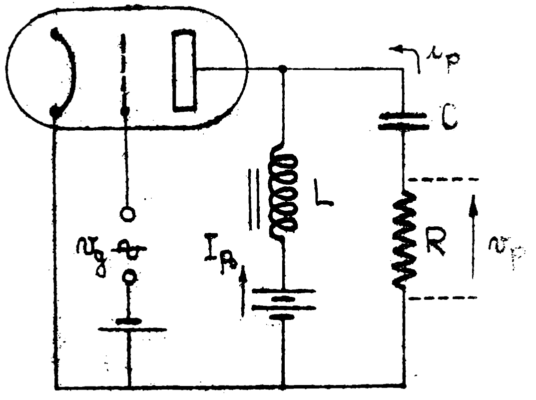


Fig. 10

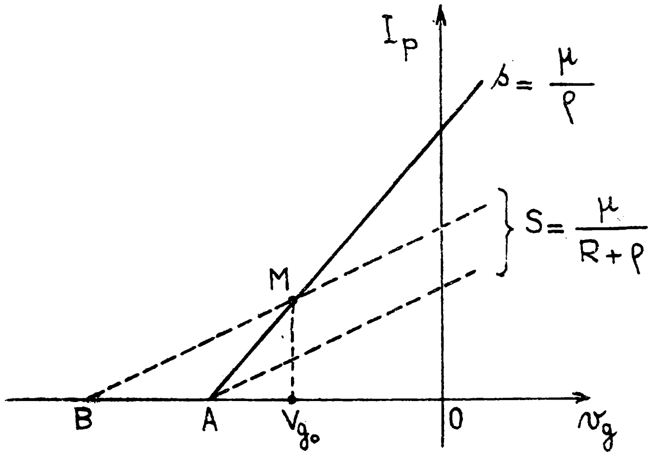


Fig. 11

Le fonctionnement en courant alternatif est donc le même que dans le cas de l'alimentation directe et, en particulier, la caractéristique dynamique à la même pente.

Si, en outre, la résistance de la self L est négligeable, le point de fonctionnement initial M , en l'absence de tension alternative appliquée à la grille, se trouve sur la caractéristique statique correspondant à la valeur V_{p_0} de la tension de la source de polarisation continue de plaque (figure 11).

En cours de fonctionnement le point M décrira une caractéristique dynamique passant par M et parallèle à la caractéristique dynamique du montage à alimentation directe.

On constate que, lorsque le point de fonctionnement parcourt la caractéristique dynamique, le potentiel instantané de plaque devient à certains moments supérieur à V_{p_0} .

3.1.2.1. CHOIX DES ELEMENTS DU MONTAGE

Pour rendre le rapport $\frac{v_p}{v_g}$ le plus grand possible, on devra choisir le tube ou la résistance de charge de la même manière que précédemment. Mais ce montage présente l'intérêt, pour une amplification égale, d'éviter l'emploi de tension de plaque trop élevée.

Par contre, ce montage aura l'inconvénient de ne pas amplifier également toutes les fréquences, puisque dans le calcul exact de l'impédance de charge, il faudra tenir compte des impédances de L et de C , variables avec la fréquence.

3.1.2.2. - CHOIX DE LA POLARISATION DE GRILLE

Le choix de la polarisation de grille se fait de la même façon que pour l'alimentation directe, de telle sorte que le point de fonctionnement soit au milieu de la caractéristique dynamique (fig. 11). On voit que, moyennant une polarisation de grille plus négative, on peut appliquer à ce montage une tension alternative de grille plus forte que dans le montage précédent. $\left(\frac{OB}{2} > \frac{OA}{2} \right)$.

3.1.3. - MONTAGE A ALIMENTATION PAR TRANSFORMATEUR

On obtient le même résultat avec un montage beaucoup plus utilisé en intercalant, dans le circuit plaque, le primaire d'un transformateur dont le secondaire est relié à la résistance d'utilisation. La séparation des fonctions est encore réalisée et aucune chute de tension appréciable ne se produit dans le primaire du transformateur. Par contre, au point de vue alternatif, tout se passe comme si une impédance de valeur :

$$Z = \left[\frac{n_1}{n_2}\right]^2 . R$$

était en série directement dans le circuit de plaque. (Fig. 12).

Tout ce qui a été dit sur le montage par self et condensateur est valable pour ce montage, que nous retrouverons fréquemment dans les applications pratiques.

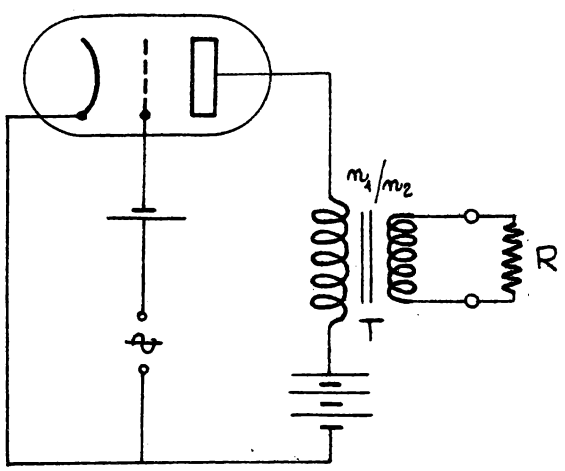


Fig. 12

3.1.4. - AMPLIFICATEUR A PLUSIEURS ETAGES

Lorsque la tension obtenue avec un seul tube amplificateur, n'est pas suffisante pour l'application envisagée, on peut appliquer cette tension à la grille d'un second "étage" d'amplification. On obtient alors un amplificateur à deux ou plusieurs étages. Les liaisons entre étages peuvent être réalisées de deux manières différentes.

3.1.4.1. - LIAISON PAR RESISTANCE ET CAPACITE

Le montage utilisé est donné par la figure 13 sur laquelle, pour simplifier, les sources de polarisation continues des tubes ne sont pas représentées. Les tubes utilisés sont des triodes, mais le schéma est aussi valable avec des pentodes en prévoyant la polarisation correcte de la grille écran.

Le condensateur de liaison C a pour rôle d'empêcher la tension continue de plaque du premier tube de porter à un potentiel positif la grille du second, tandis qu'il transmet à cette grille toutes les variations alternatives de la tension de la première plaque. Le potentiel de la deuxième grille est fixé par une résistance de "fuite" R_{g_2} de valeur élevée (de 2 à 10 fois la valeur de R). Par cette résistance s'écoule le courant alternatif de grille, toujours extrêmement petit, et la polarisation reste négative.

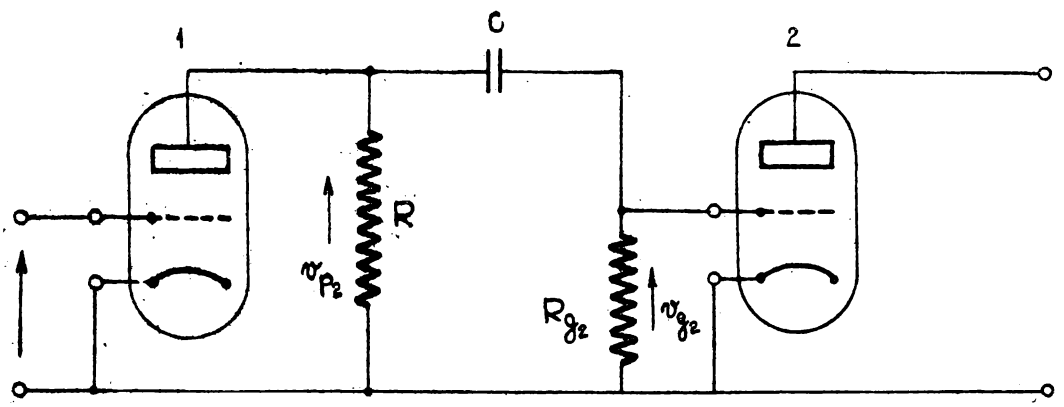


Fig. 13

Afin d'étudier sommairement le fonctionnement de ce montage, utilisons la représentation équivalente "parallèle" (voir paragraphe 1.2.2.) en faisant apparaître la capacité de sortie γ (cathode - plaque) du premier tube et la capacité dynamique Γ d'entrée du second. (Fig. 14).

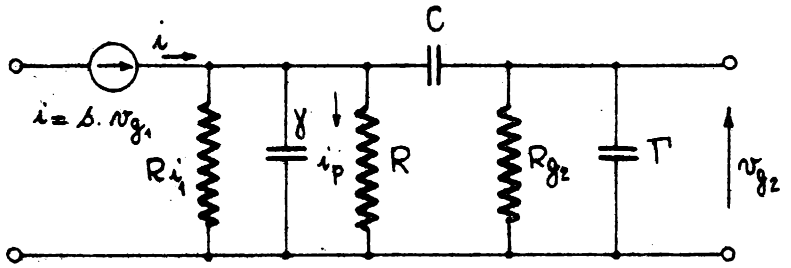


Fig. 14

Aux fréquences moyennes de la bande transmise, l'impédance de C est négligeable devant R_{g_2}, et l'influence des capacités γ et Γ est négligeable. La totalité de la tension alternative recueillie aux bornes de R est appliquée à la grille du second tube. L'amplification est alors sensiblement indépendante de la fréquence.

Aux fréquences basses, l'influence des capacités γ et Γ est encore plus négligeable, mais l'impédance de C devient de plus en plus importante au fur et à mesure que la fréquence décroit.

La tension appliquée V_{g_2} va donc diminuer et l'amplification baissera avec une diminution d'autant plus forte que C et R_{g_2} sont plus petits.

Pour les hautes fréquences, ce sont les deux capacités parasites γ et Γ qui, shuntant l'ensemble des résistances R_i, R et R_{g_2} provoquent la diminution de l'amplification.

On peut conclure que ce montage, tout en se prêtant à l'amplification sans distorsion appréciable ($\delta < 2\%$) d'une bande de fréquence relativement large (de 80 HZ à 250 KHz par exemple), ne permet pas d'amplifier sans distorsion importante des bandes de fréquences très larges (plusieurs mégacycles). Nous étudierons, dans un chapitre ultérieur, un moyen efficace d'éliminer cet obstacle.

3.1.4.2. - LIAISON PAR TRANSFORMATEUR

On peut également réaliser la liaison entre étages par un transformateur, avec un montage analogue à celui de la figure 12 dans lequel l'impédance R serait l'impédance d'entrée du second tube. En première approximation, si le rapport n_1/n_2 est inférieur à l'unité, l'amplification en tension du montage est multipliée par n_2/n_1 .

En réalité, les imperfections du transformateur (voir chapitre 8) limitent sévèrement la bande des fréquences transmises tant en basse qu'en haute fréquence.

Aussi ce mode de liaison n'est plus guère utilisé actuellement que dans le domaine des fréquences vocales avec des transformateurs de très haute qualité, et dans quelques montages particuliers (montage symétrique ou "puch-pull").

3.2. AMPLIFICATION EN PUISSANCE

3.2.1. - POSITION DU PROBLEME

Le problème de l'amplification "en puissance" consiste à associer un tube amplificateur à une impédance de charge de façon à débiter le maximum de puissance dans cette impédance. C'est le problème pratique le plus intéressant, l'amplification en tension servant en général à obtenir, au moyen d'un ou plusieurs étages, une tension alternative d'amplitude suffisante qu'on applique à la grille d'un dernier étage d'amplification "en puissance", à la sortie duquel on recueille l'énergie à utiliser.

Ce problème de l'amplification en puissance présente, dans les applications aux amplificateurs téléphoniques (répéteurs), deux aspects particuliers :

1°) les puissances demandées à la sortie ne sont jamais très élevées (quelques watts dans de rares cas ; le plus souvent quelques dizaines de milliwatts), mais elles comportent une gamme plus ou moins large de fréquences que l'on s'attache essentiellement à reproduire avec le minimum de distorsion.

2°) le rendement énergétique du circuit plaque n'entre pratiquement jamais en considération.

Le fonctionnement sera exclusivement en classe A, ce qui imposera les conditions de fonctionnement suivantes :

a) la charge imposée à la source alternative doit être régulière ; l'amplificateur ne doit pas absorber de courant par pointes. Le potentiel de grille ne devra donc jamais devenir positif.

b) On utilisera seulement les portions rectilignes des caractéristiques. Pratiquement on peut admettre que les caractéristiques $i_p = f(v_g)$ sont des droites jusqu'à l'axe des abscisses où elles présentent effectivement un coude très brusque.

Le point de fonctionnement se déplacera donc entre l'axe des abscisses ($i_p = 0$) et l'axe des ordonnées ($v_g = 0$. Dans ce cas, on dit que le tube est employé "à pleine excitation".

3.2.1. - MONTAGE A ALIMENTATION DIRECTE

Le montage est identique à celui de la figure 8 où la charge est une résistance pure.

Nous poserons :

$$v_g = V_g \sin \omega t$$

Le courant variable de plaque i_p sera alors un courant alternatif en phase avec vg, donc :

$$i_p = I_p \sin \omega t$$

car nous avons :

$$i_p = \frac{\mu . v_g}{R + \rho}$$

La puissance alternative utile consommée dans R nous sera donnée par :

$$W_u = R . (I_{p\,eff})^2$$

or :

$$(I_{p\,eff})^2 = \frac{I_p^2}{2}$$

d'où :

$$W_u = \frac{[\mu V_g]^2}{2} . \frac{R}{[R + \rho]^2}$$

3.2.1.1. - CHOIX DE LA RESISTANCE DE CHARGE

Si l'on se donne le tube et si la tension alternative appliquée à la grille est fixée, la puissance utile W_u sera maximum quand le terme $\frac{R}{(R + \rho)^2}$ sera maximum.

Nous pouvons écrire ce terme sous la forme :

$$\frac{R}{[R+\rho]^2} = \frac{1}{[\sqrt{R} + \frac{\rho}{\sqrt{R}}]^2}$$

et nous savons que le dénominateur sera minimum quand les deux termes, dont le produit est constant, seront égaux ; donc quand :

$$R = \rho$$

C'est la condition d'adaptation, qui était à prévoir puisque le tube est équivalent à une source de f.é.m. $\mu . v_g$ et de résistance interne ρ .

La puissance W_u prend alors la valeur :

$$W_u = \frac{[\mu . V_g]^2}{8p}$$

3.2.1.2. - CHOIX DE LA POLARISATION GRILLE. PUISSANCE MAXIMUM UTILISABLE

Soit V_{p_0} la tension de la source de polarisation continue de plaque, supposée sans résistance interne.

Le courant de plaque s'annule pour une polarisation de grille égale à $-\frac{V_{p_0}}{\mu}$ (figure 15) d'après la définition même du coefficient μ. Si l'on admet de pouvoir utiliser le tube à pleine excitation sans distorsion appréciable, le potentiel de grille variera entre 0 et $-\frac{V_{p_0}}{\mu}$. L'amplitude maximum V_g de la tension alternative appliquée à la grille sera : $\frac{V_{p_0}}{2\mu}$ la polarisa- initiale de cette grille étant elle-même égale à

$$V_{g_0} = - \frac{V_{p_0}}{2\mu}$$

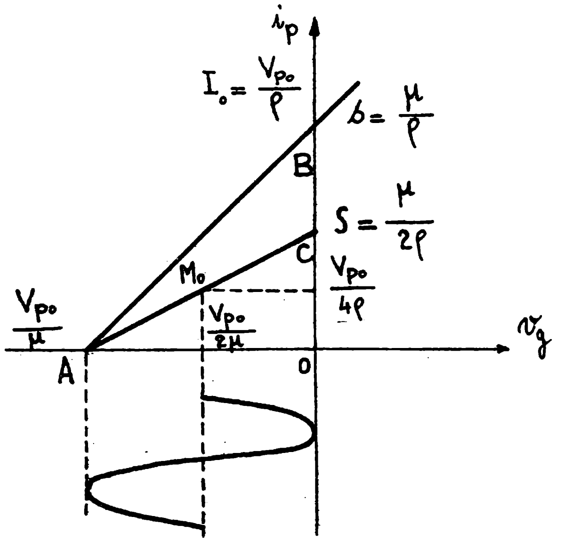


Fig. 15

Le point de fonctionnement sera M_0, au milieu de AC . La puissance utile qu'il sera donc possible d'utiliser sera atteinte pour $R = \rho$ et pour $V_g = \frac{V_{p_0}}{2\mu}$

Elle aura pour valeur :

$$W_u(max) = \frac{V_{p_0}^2}{32\rho}$$

3.2.1.3. - CHOIX DU TUBE

Des formules donnant W_u et $W_{u\,max}$, il résulte que les tubes susceptibles de débiter de grandes puissances sans distorsion devront avoir des résistances internes faibles et devront pouvoir supporter des tensions continues élevées sur la plaque.

Nous pouvons écrire encore W_u sour la forme :

$$W_u = \frac{1}{8} s . \mu . V_g^2$$

Ce qui nous montre une nouvelle fois l'avantage des pentodes sur les triodes, à pente égale, malgré leur résistance interne supérieure et pour une tension donnée V_g.

3.2.2. - ALIMENTATION PAR TRANSFORMATEUR OU PAR SELF ET CONDENSATEUR

Dans ces montages la résistance de charge est nulle pour le courant continu et de valeur R en courant alternatif. Soit V_{p_0} le potentiel de la source de polarisation continue de plaque supposée sans résistance interne. Les caractéristiques statiques et dynamiques de ce montage (figure 16) vont nous permettre de déterminer les conditions de fonctionnement les meilleures.

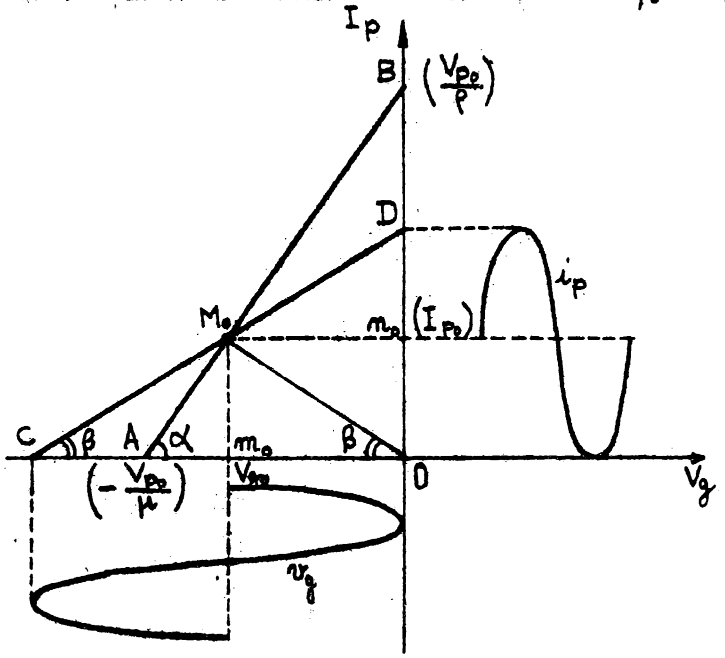


Fig. 16

La caractéristique statique de pente

$$s = \frac{\mu}{\rho} = \operatorname{tg}\alpha$$

passe par le point A, de courant plaque nul correspondant à un potentiel de grille égal à :

$$-\frac{V_{p_0}}{\mu}.$$

La caractéristique dynamique est déterminée d'une part par sa pente :

$$S = \frac{\mu}{R+\rho} = \operatorname{tg}\beta$$

et par le fait qu'elle passe par le point de fonctionnement initial M_0 correspondant au potentiel V_{g_0} et qui est situé sur la caractéristique statique correspondant au potentiel V_{p_0}. Le potentiel de grille doit rester compris entre 0 et le potentiel correspondant au point C.

3.2.2.1. - CHOIX DU POTENTIEL DE GRILLE

Cherchons à déterminer V_{g_0} pour que la puissance utile à la sortie soit maximum. La condition évidente est que M_0 soit au milieu de CD, puisque l'amplitude de la variation alternative admissible de la tension de grille peut alors atteindre la plus grande valeur possible :

$$\left|V_{g_0}\right| = \frac{OC}{2}$$

Supposons cette condition réalisée. La figure 16 nous permet d'écrire :

$$\left|\frac{O m_0}{\operatorname{tg}\alpha}\right| = \frac{|m_0 A|}{\operatorname{tg}\beta} = \frac{|OA|}{\operatorname{tg}\alpha + \operatorname{tg}\beta} = \frac{\frac{V_{p_0}}{\mu}}{\frac{\mu}{\rho} + \frac{\mu}{R+\rho}}$$

d'où :

$$|0m_o| = |V_{g_o}| = V_{g\,max} = \frac{V_{p_o}}{\mu} \cdot \frac{R+\rho}{2\rho + R} \qquad (1)$$

et :

$$m_o M_o = I_{p_o} = 0m_o \cdot tg\,\beta = \frac{V_{p_o}}{2\rho + R}$$

La tension maximum de grille applicable est supérieure à celle du montage "direct" mais dépend de R. La puissance utile maximum W_u devient égale alors à :

$$W_u = \frac{\mu^2 V_{g\,max}^2}{2} \cdot \frac{R}{[R+\rho]^2} \qquad (2)$$

$$W_u = \frac{V_{p_o}^2}{2} \cdot \frac{R}{[R+2\rho]^2} \qquad (3)$$

De cette relation (3), on pourrait déduire que la condition d'adpatation de ce montage est $R = 2\rho$ pour obtenir la puissance maximum. Mais il faut bien remarquer que si l'on applique aux deux montages "direct" et "à transformateur" la même tension de grille telle que le point de fonctionnement reste sur les parties rectilignes de la caractéristique, la puissance recueillie dans les deux cas, dans une même résistance R, est la même (2).

La conclusion $R = 2\rho$ n'est valable que dans le cas où la tension alternative de grille dépend de la résistance de charge (1).

Aussi bien, lorsque la tension appliquée à l'entrée du montage est indépendante de l'impédance de charge, ce qui est le cas général dans l'étude des amplificateurs téléphoniques, la condition d'adaptation est-elle toujours $R = \rho$

Les expressions (1) et (3) deviennent alors :

$$V_{g\,max} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{p_o}}{\mu} \qquad (4)$$

$$W_u = \frac{V_{p_o}^2}{18\rho} \qquad (5)$$

3.2.3. - <u>RENDEMENT ENERGETIQUE DES CIRCUITS PLAQUE</u>

Calculons dans les deux cas étudiés ci-dessus, le rendement énergétique du circuit plaque, c'est-à-dire le rapport entre l'énergie alternative utilisable dans l'impédance de charge W_u et la puissance dépensée dans le circuit plaque W_{ab}.

a) Montage à alimentation directe.

La puissance absorbée aura pour valeur :

$$W_{abs} = V_{p_0} \cdot I_{p_0}$$

avec :

$$I_{p_0} = \frac{V_{p_0}}{4\rho}$$

d'où :

$$W_{abs} = \frac{V_{p_0}^2}{4\rho}$$

La puissance utile W_u nous est donnée par :

$$W_u = \frac{V_{p_0}^2}{32\rho}$$

d'où

$$r_1 = \frac{W_u}{W_{abs}} = \frac{1}{8} = 0,125$$

b) Montage à alimentation par transformateur.

Nous avons dans ce cas :

$$I_{p_0} = \frac{V_{p_0}}{3\rho}$$

d'où

$$W_{abs} = \frac{V_{p_0}^2}{3\rho}$$

avec :

$$W_u = \frac{V_{p_0}^2}{18\rho}$$

il vient :

$$r_2 = \frac{W_u}{W_{abs}} = \frac{1}{6} = 0,16$$

Ce rendement, maximum, est donc faible. C'est le principal inconvénient de la classe A.

Par contre le rapport d'amplification en puissance est très grand puisque, le potentiel de grille étant négatif, celle-ci ne débite pas et l'énergie dépensée uniquement à cause de l'influence des capacités parasites reste très faible.

Dans les utilisations pratiques, on s'impose de ne jamais utiliser le tube à pleine excitation pour éviter les risques de distorsion dûes à la courbure des caractéristiques dans la région des courants plaque très faibles. On limitera l'amplitude de la variation de la tension de grille à :

$$V_{g\,max} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{p_0}}{\mu}$$

Ce qui donnera pour la puissance utile débitée dans l'impédance de charge :

$$\boxed{W_u = \frac{V_{p_0}^2}{50\,\rho}}$$

C'est une formule qui est utilisée pratiquement dans la technique des amplificateurs téléphoniques.

3.3. DROITE DE CHARGE. CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT IMPOSEES AUX ETAGES DE PUISSANCE

3.3.1. - DROITE DE CHARGE

Considérons les caractéristiques $i_p = f(v_p)$ à potentiel de grille constant d'un tube donné.

Soit R l'impédance de charge de ce tube. Il est clair que le courant de plaque ip devra satisfaire aux deux conditions suivantes :

a) $i_p = f(v_p)$

b) $v_p = -(R i_p)$

Le point de fonctionnement se trouvera à l'intersection des caractéristiques ci-dessus et de la droite, dite "droite de charge", de pente $-\frac{1}{R}$ (figure 17). Cette droite coupera l'axe des abscisses au point A tel que OA = V_{p_0} (courant I_{p_0} nul) et l'axe des ordonnées au point B tel que OB = $I_0 = \frac{V_{p_0}}{R}$ (potentiel de plaque nul)

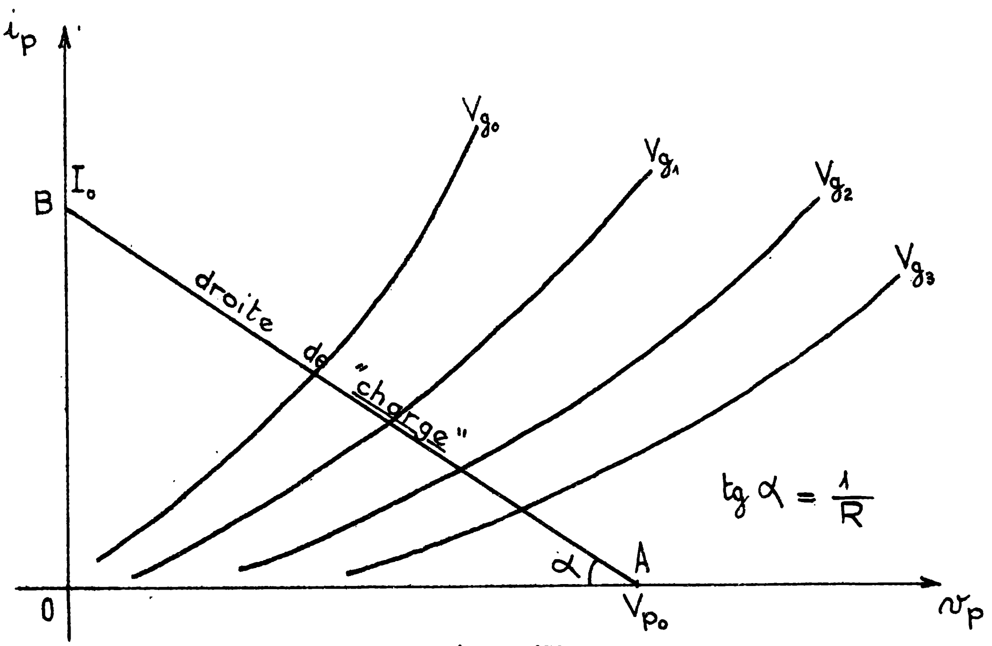


Fig. 17

3.3.2. - CONDITIONS IMPOSEES AUX ETAGES DE PUISSANCE

Le problème de l'amplification de "puissance" se présente, en fait, d'une façon un peu plus complexe que nous ne venons de l'étudier.

Considérons, de nouveau, les caractéristiques $i_p = f(v_p)$ à potentiel de grille constant pour un tube triode (figure 18) et pour un tube pentode (figure 19).

Délimitons sur ces deux figures la région "centrale" du plan où nous avons admis que les caractéristiques étaient sensiblement linéaires. Nous sommes conduits à considérer une valeur minimum du courant plaque $I_{p_{min}}$ et du potentiel de plaque $V_{p_{min}}$ au-dessous desquelles il importe de ne pas descendre dans le fonctionnement en classe A.

En outre, la caractéristique correspondant à $V_{g_0} = 0$ constitue une autre délimitation de la zone de fonctionnement linéaire puisque nous savons que le potentiel de grille ne doit jamais devenir positif. Enfin, les constructeurs des tubes indiquent une limite maximum de la puissance totale dissipée par le tube, correspondant à une durée normale de vie et ne devant pas être dépassée.

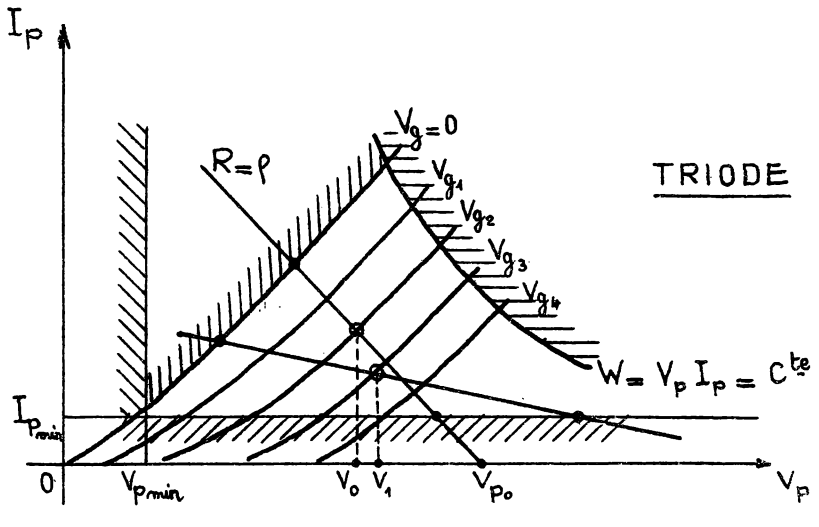


Fig. 18

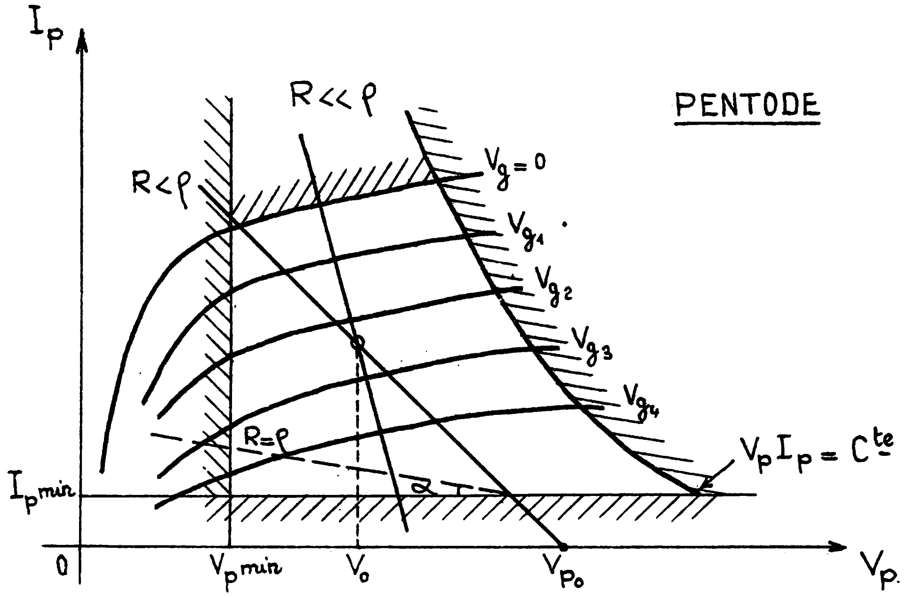


Fig. 19

Cette puissance est dissipée entièrement dans le circuit de plaque du tube triode , et se partage entre le circuit de plaque et le circuit d'écran du tube pentode.

Dans les deux cas, on peut écrire, pour la puissance maximum dépensée dans le circuit de plaque :

$$W_{max} = V_p \cdot I_p = \text{constante}$$

Cette relation correspond donc à une limite hyperbolique sur les graphiques ci-dessus.

Finalement, le point de fonctionnement, se déplaçant sur la droite de charge doit rester à l'intérieur de l'aire non hachurée.

Pour obtenir le meilleur rendement du tube, il faut que ce point puisse parcourir la plus grande longueur possible sur sa droite de charge entre l'horizontale $I_{p_{min}}$ d'une part, et la caractéristique $V_g = 0$, ou la verticale $V_{p_{min}}$, d'autre part, le point de fonctionnement initial $(V_{p_0}, I_{p_0}, V_{g_0})$ se trouvant au milieu de la partie parcourue.

On voit que, dans ces conditions, on peut être conduit à utiliser des résistances de charge R plus élevées que ρ dans le cas des triodes et très inférieures à ρ dans le cas des pentodes.

3.4. DISTORSION NON LINEAIRE DANS LES AMPLIFICATEURS

3.4.1. - DEFINITIONS

Même dans les régions que nous avons dites "rectilignes" des caractéristiques, les relations linéaires que nous avons utilisées ne sont qu'approchées. Les caractéristiques présentent toujours une courbure plus ou moins accentuée qui caractérise la non linéarité du tube.

La relation $i_p = f(v_g)$ aura la forme la plus générale suivante :

$i_p = a_1 v_g + a_2 v_g^2 + a_3 v_g^3 + \ldots\ldots + a_n v_g^n + \ldots\ldots$ le coefficient a_2 caractérisant la courbure et le coefficient a_3 l'inflexion des courbes caractéristiques.

Il en résulte que, à une tension sinusoïdale pure $v_g = V_g \cos \omega t$ correspondra un courant de plaque de la forme :

$$i_p = I_{p_0} + I_{p_1} \cos \omega t + I_{p_2} \cos 2 \omega t + I_{p_3} \cos 3 \omega t + \ldots + I_{p_n} \cos n \omega t + \ldots$$

Il y aura création d'harmoniques $(n\omega)$ de la fréquence fondamentale.

Cette "distorsion harmonique" ou "distorsion non linéaire" déforme le "timbre" de la voix par création de fréquences inexistantes dans le son émis, mais devient extrêmement nuisible dans la Technique des Systèmes à courants porteurs. En effet, dans un système à plusieurs communications simultanées, l'apparition d'harmoniques d'une fréquence donnée, due à la distorsion non linéaire d'un étage d'amplification de puissance, crée de la "diaphonie" entre les voies. Ceci s'explique, nous le verrons par la suite, par le fait que ces harmoniques risquent de "tomber" dans une bande de fréquences allouée à une autre communication.

On appelle coefficient de distorsion harmonique pour une harmonique considérée (en général les harmoniques 2 et 3) le rapport de l'amplitude de l'harmonique à l'amplitude du fondamental :

$$\delta_n = \frac{I_{pn}}{I_{p_1}}$$

On définit de même le "taux d'harmoniques" qui caractérise la distorsion non linéaire totale d'un montage amplificateur. C'est le rapport de la racine carrée de la somme des carrés des amplitudes des différentes harmoniques à l'amplitude du fondamental.

$$\delta_t = \frac{\sqrt{|I_2|^2 + |I_3|^2 + \ldots + |I_n|^2 + \ldots}}{I_1}$$

Ce coefficient doit être le plus faible possible pour un amplificateur de qualité.

3.4.2. - REDUCTION DE LA DISTORSION NON LINEAIRE

On cherche évidemment à réduire le plus possible la distorsion non linéaire dans les amplificateurs. Plusieurs procédés peuvent être employés pour rendre le coefficient de distorsion harmonique de l'amplificateur inférieur à celui des tubes qu'il comporte.

3.4.2.1. - DESADAPTATION

Le calcul montre que l'on réduit la distorsion non linéaire produite dans un étage de puissance, pour une tension donnée appliquée à l'entrée, si l'on sacrifie une partie de la puissance obtenue en "désadaptant" l'amplificateur à la sortie. Cela revient à donner à l'amplificateur une faible impédance de sortie par rapport à l'impédance de charge.

3.4.2.2. - COMPENSATION ENTRE ETAGES SUCCESSIFS

On peut encore réduire les harmoniques d'un amplificateur à plusieurs étages, en faisant une compensation d'un étage à l'autre. Les harmoniques créées par le premier étage seront amplifiées, déphasées de π dans le second étage et s'opposeront à celles créées par ce dernier étage.

Remarque : Ces deux procédés ont été fréquemment employés dans la technique des années 1936 à 1944.

3.4.2.3. - METALLISATION EXTERIEURE DES AMPOULES DES TUBES

Le choc des électrons sur la paroi intérieure de l'ampoule peut porter certaines parties de celle-ci à un potentiel positif important amenant une émission secondaire non négligeable qui déforme les caractéristiques. Aussi l'ampoule de certains tubes (triodes et pentodes) est-elle recouverte extérieurement d'un enduit métallique réuni à la masse par un fil de résistance négligeable. Cette métallisation, égalisant le potentiel sur l'ensemble de l'ampoule, apporte une diminution sensible du coefficient de distorsion harmonique.

3.4.2.4. - MONTAGE SYMETRIQUE OU "PUSH-PULL"

Deux tubes T_1 et T_2, aussi semblables que possible sont montés différentiellement avec les mêmes polarisations entre deux transformateurs symétriques d'entrée et de sortie (figure 20). Nous supposerons ces transformateurs parfaits et de rapport 1/1.

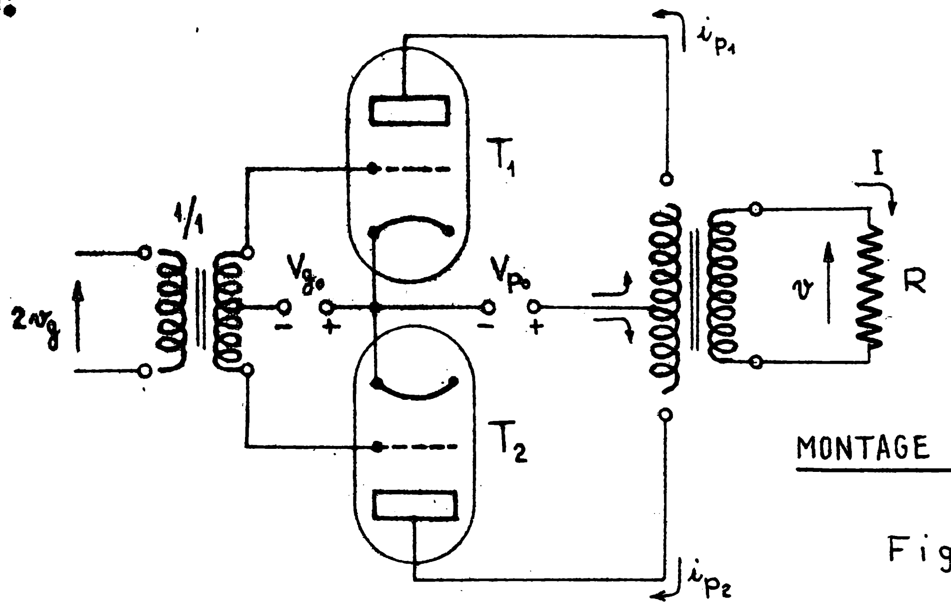
Appliquons au primaire du transformateur d'entrée la tension $2v_g = 2V_g \cos \omega t$.

Sur les deux grilles, les tensions de polarisations continue sont égales et les tensions alternatives égales et opposés (ou décalées de π); ce qui donne :

$$v_{g1} = -V_{g0} + V_g \cos \omega t$$

$$v_{g2} = -V_{g0} - V_g \cos \omega t$$

$$v_{g2} = -V_{g0} + V_g \cos [\omega t - \pi]$$



MONTAGE PUSH - PULL

Fig. 20

Supposons que le courant plaque, du fait de la courbure des caractéristiques, ait pour le tube T_1, la forme quelconque déjà indiquée :

$$i_{p_1} = I_{p_0} + I_{p_1} \cos \omega t + I_{p_2} \cos 2\omega t + I_{p_3} \cos 3\omega t + \ldots\ldots$$

Pour le tube T_2, il aura la forme :

$$i_{p_2} = I_{p_0} + I_{p_1} \cos(\omega t - \pi) + I_{p_2} \cos(2\omega t - 2\pi) + I_{p_3} \cos(3\omega t - 3\pi)$$

$$i_{p_2} = I_{p_0} - I_{p_1} \cos \omega t + I_{p_2} \cos 2\omega t - I_{p_3} \cos 3\omega t + \ldots\ldots$$

Or, du fait du montage différentiel des tubes, les courants i_{p_1} et i_{p_2} seront en sens inverse dans le primaire du transformateur de sortie. L'effet produit sera donc le même que si l'on avait, dans le primaire, le courant total :

$$i_p = i_{p_1} - i_{p_2} = 2 I_1 \cos \omega t + 2 I_3 \cos 3\omega t + \ldots\ldots$$

On constate que les composantes utiles s'ajoutent, de même que les harmoniques impaires. Par contre les harmoniques paires disparaissent et par conséquent tous les produits parasites, proportionnels, comme les harmoniques paires, au "coefficient de courbure" de l'équation représentant les caractéristiques $i_p = f(v_g)$ (par exemple : ronflements).

Remarques : 1) On constate que les composantes continues s'annulent dans le primaire du transformateur. Les risques de saturation du noyau disparaissent et les transformateurs de sortie pour montage "push-pull" ne comportent pas d'entrefer.

2) Dans les connexions communes d'alimentation (prises médianes amenant V_{g_0} et V_{p_0}) les courants i_{p_1} et i_{p_2} s'ajoutent. Donc les composantes de pulsation fondamentale s'annulent et ne passent pas dans la source d'alimentation qui peut être commune à plusieurs montages. Ceci est particulièrement apprécié en haute fréquence.

3.4.2.5. - CONTRE REACTION

Enfin, nous verrons plus loin que l'emploi de la <u>contre-réaction</u> fournit le moyen le plus pratique et le plus efficace pour réduire la distorsion de non linéarité dans un amplificateur.

3.5. NOTIONS SUR LES CLASSES D'AMPLIFICATION B et C

3.5.1. - <u>AMPLIFICATEURS DE CLASSE B</u>

Si l'on se propose d'augmenter le rendement du circuit de plaque, ce qui est intéressant dans le cas où l'on veut produire de grandes puissances, quitte à perdre sur la qualité de l'onde amplifiée et sur l'amplification en puissance, on passe aux amplificateurs des classes B et C.

Dans les amplificateurs de classe B, on accroît le rendement en diminuant le courant moyen de plaque en fixant la polarisation moyenne de grille à une valeur qui correspond à un courant moyen de plaque faible ou nul. Le courant de plaque passe seulement pendant les alternances positives de la tension alternative de grille.

Comme le potentiel de grille peut devenir positif pendant les pointes positives de la tension alternative appliquée, il peut être nécessaire d'éliminer les harmoniques produits, au moyen d'un circuit bouchon dans le circuit de plaque.

Le rendement du circuit de plaque est amélioré non seulement par la diminution du courant moyen de plaque (donc de la puissance totale débitée par la source de polarisation continue de plaque) alors que la puissance alternative recueillie dans la résistance de charge reste la même, mais encore parce que la puissance de sortie peut être augmentée si on utilise une région plus grande des caractéristiques, la grille pouvant devenir positive. Mais en même temps on diminue aussi l'impédance, puisque la grille débite et consomme de l'énergie.

Les amplificateurs de classe B sont, en résumé, caractérisés par les trois points :

- augmentation du rendement énergétique de plaque
- augmentation de la puissance de sortie
- diminution de l'amplification en puissance.

3.5.2. - <u>AMPLIFICATEURS DE CLASSE C</u>

Dans ces amplificateurs, la polarisation moyenne de grille est telle que le courant de plaque est non seulement nul en l'absence de tension alternative appliquée à la grille, mais qu'il le reste encore pour une partie de l'alternance positive de grille.

L'amplitude alternative de grille est suffisante pour atteindre le courant de saturation de plaque, c'est-à-dire que la grille atteint un potentiel positif égal à celui de la plaque. La puissance que l'on peut recueillir dans ces conditions est considérablement augmentée et varie comme le carré du potentiel de plaque.

Les amplificateurs de classe B et C sont employés en Radiocommunications et en Radiodiffusion, domaines où il est nécessaire d'avoir de grandes puissances et de bons rendements énergétiques et où la puissance consommée dans le circuit de grille n'a pratiquement aucune importance (il est d'ailleurs toujours possible de l'amener à la valeur voulue par une première amplification).

4. *DEFAUTS DES AMPLIFICATEURS OCCASIONNES PAR LES TUBES ELECTRONIQUES*

4.1. LIMITATION DE L'AMPLIFICATION PAR LES BRUITS

La plus petite valeur de tension utile à l'entrée d'un amplificateur, susceptible d'être amplifiée, est limitée par la tension des bruits, c'est-à-dire par les tensions parasites provenant soit du circuit ou de la source de signal à l'entrée de l'amplificateur, soit des tubes de l'amplificateur lui-même.

Les bruits produits dans les tubes sont de diverses natures, mais les plus importants sont le bruit de souffle et le bruit microphonique.

4.2. BRUIT DE SOUFFLE

On appelle souffle ou bruit de fond d'un tube amplificateur, l'ensemble des composantes alternatives apparaissant à la sortie, lorsque le tube est alimenté par des sources de polarisations continues parfaitement filtrées et qu'aucune tension alternative n'est appliquée à son entrée.

Ce bruit de fond (appelé aussi bruit de grenaille ou bruit de fluctuation) est du au fait que le courant électronique se compose d'électrons individuels émis par la cathode de manière fluctuante et erratique (c'est-à-dire distribués dans le temps suivant les lois du hasard).

Par un choix convenable des montages d'entrée du premier étage et des couplages entre étages, on peut réduire notablement le bruit dans les amplificateurs, mais nous verrons que la contre-réaction fournit encore le moyen le plus commode de réduction des bruits dans les amplificateurs.

4.3. BRUIT MICROPHONIQUE

Le bruit microphonique est produit par les vibrations mécaniques des électrodes des tubes qui, entraînant de légères variation dans les positions respectives de ces électrodes, se traduisent par des fluctuations à fréquences relativement basses des courants.

Ce bruit peut être réduit par un montage convenable des électrodes, en augmentant la rigidité et l'amortissement des différents éléments du tube. On peut aussi être amené à protéger le tube contre les effets des vibrations sonores par blindage et rechercher des modes de suspension spéciaux des supports de tubes.

5. CARACTERISTIQUES DES TUBES EMPLOYES DANS LES REPETEURS TELEPHONIQUES

5.1. QUALITES EXIGEES DES TUBES TRIODES ET PENTODES

Dans la technique de l'amplification "basse fréquence", on a, jusqu'à la mise en oeuvre systématique des procédés de contre-réaction, utilisé en général des triodes. Les tubes doivent en effet avoir dans ce cas les qualités suivantes :

a) une grande homogénéité : le remplacement d'un tube dans un répéteur ne doit pas entraîner une variation sensible du gain du répéteur. Les tubes doivent par conséquent être, pour un type déterminé, aussi homogènes que possible.

b) une grande stabilité des caractéristiques dans le temps, de façon que l'amplification ne varie pas sensiblement dans le temps.

c) une durée de fonctionnement aussi longue que possible : la vie d'un tube doit être de plusieurs milliers d'heures (les cahiers des charges français imposent huit mille heures pour les triodes du type le plus courant). La fin d'un tube est déterminée non pas seulement par la rupture du filament, mais encore par une variation exagérée de ses caractéristiques par rapport aux caractéristiques initiales. Pour obtenir de grandes durées, on utilise des tubes très peu poussés (débit moyen de plaque faible, consommation pour le chauffage de la cathode relativement élevé).

On demande également aux tubes certaines autres qualités générales : les capacités dynamiques d'entrée doivent être petites et très peu variables, les coefficients de distorsion harmonique ne doivent pas dépasser quelques centièmes ; le courant inverse de grille (caractérisant le degré de vide) et les émissions secondaires de grille doivent être très réduits ; le montage des électrodes doit être très soigné et la rigidité de l'équipage telle que les vibrations n'introduisent pas de bruit microphonique.

On est ainsi conduit à rechercher des tubes de constitution physique simple et de construction robuste et soignée. C'est pourquoi dans les premières années de la technique des répéteurs téléphoniques, on écartait l'emploi des tubes à plus de trois électrodes, délicats à construire, moins robustes, moins homogènes et de courbes caractéristiques moins régulières.

Mais l'introduction de la contre-réaction dans mes montages a entraîné un changement de point de vue : elle permet en effet, comme nous le verrons d'être moins sévère sur les conditions d'homogénéité car elle réduit l'influence des variations des caractéristiques des tubes. Il a été possible dans ces conditions d'utiliser des tubes pentodes qui ont sur les triodes des avantages notables résumés ci-dessous.

1°) Coefficient d'amplification très augmenté, permettant de travailler avec une excitation de grille moindre.

2°) Résistance interne augmentée dans la même proportion, ce qui conduit en général à utiliser des impédances de charge R faibles devant la résistance interne et rend l'amplification en tension sensiblement proportionnelle à R.

3°) Pente du même ordre de grandeur que dans les triodes.

4°) Capacité grille plaque très réduite et capacité dynamique d'entrée beaucoup plus faible.

L'emploi de la contre-réaction et des pentodes s'est d'abord introduit dans la technique des systèmes à courants porteurs mais elle s'est généralisée rapidement dans la technique "basse fréquence" en raison de ses grands avantages.

5.2. EFFETS DU VIEILLISSEMENT DES TUBES

Lorsqu'un tube vieillit, deux défauts principaux se présentent :

1°) variations exagérées de l'amplification en fonction des variations du courant cathodique par suite de l'épuisement progressif de la cathode.

2°) augmentation progressive de la résistance interne (ou, ce qui revient au même, diminution de la pente), ne se manifestant en général qu'après un temps de service assez long, et ayant les conséquences ci-dessous, dans le fonctionnement des amplificateurs.

a) diminution progressive du gain.

b) augmentation de l'impédance de sortie de l'amplificateur.

c) diminution de la capacité dynamique d'entrée, d'où modification de l'amplification en haute fréquence.

d) augmentation des coefficients de distorsion harmonique.

Des mesures de contrôle, dites de "rebut", effectuées sur les tubes en service permettent d'éliminer ceux pour lesquels les variations des caractéristiques deviennent trop importantes et sortent des limites tolérées.

6. *CARACTERISTIQUES DES TUBES UTILISES DANS LES CENTRES D'AMPLIFICATION DU RESEAU FRANCAIS*

On trouvera ci-dessous deux tableaux donnant les caractéristiques moyennes des tubes amplificateurs des types normalisés dans la série P.T.T. utilisés dans les Centres d'Amplification du Réseau Français des Lignes à grande distance.

Les pentodes des séries 200 à 216 sont des pentodes ordinaires, dont certaines ont été spécialement étudiées pour l'amplification de très larges bandes de fréquences.

Les pentodes 230 et 231 sont à gain réglable.

La pentode 301 est une lampe à très longue durée de vie, conçue pour les amplificateurs immergés des câbles téléphoniques coaxiaux sous-marins.

CARACTERISTIQUES MOYENNES DES LAMPES TRIODES NORMALISEES

DE L'ADMINISTRATION FRANCAISE DES P.T.T.

TYPE P.T.T. N°	0	0S	1	2	2S	3	3S	4	10	11	12	13	100
Intensité de filament I_f (A)	1,1	1,1	0,5	0,5	0,5	1,1	1,1	1,1	0,97	0,97	0,97	0,25	1,1
Tension de filament V_f (V)	1,8	1,8	3,6	3,5	3,5	3,6	3,6	5,9	4,2	2	4,2	4,2	4
Tension de grille V_{g_0} (V)	-6	-6	-2	-6	-6	-12	-12	-30	-9	-1,5	-20	-5,5	-3
Tension de plaque V_{p_0} (V)	220	220	220	220	220	220	220	220	130	130	130	130	220
Courant de plaque I_{p_0} (mA)	3	3	3	3	3	20	20	47	10	1	20	10	10
Résistance interne R_i (Ω)	25000	25000	30000	25000	25000	4100	4100	1450	5500	60000	2500	5000	11000
Coëfficient d'amplification μ	15	15	30	15	15	7	7	3,6	5,5	30	2,9	10,5	27,5
Capacité dynamique C_e (pF)	30	27	60	30	28,5	40	38,5	36	32	100	18,5	71	30

NOTES : 1°/ la triode P.T.T. 100 est une triode à chauffage indirect.
2°/ les capacités dynamiques d'entrée indiquées ci-dessus correspondent au cas où la lampe travaille sur une résistance égale à sa résistance interne.

CARACTERISTIQUES MOYENNES
DES LAMPES PENTODES NORMALISEES
DE L'ADMINISTRATION FRANCAISE DES P.T.T

Type P.T.T. N°	Filament		Grille de commande	Ecran		Plaque		résist. de cathode	résist. interne	Pente statique	Capacités statiques		
	V_f (V)	I_f (A)	V_{go} (V)	V_e (V)	I_e (mA)	V_{po} (V)	I_{po} (mA)	R_c (Ω)	R_i (Ω)	p (mA/V)	d'entrée C_e (pF)	de sortie C_s (pF)	grille plaque γ_{gp} (pF)
200	10	0,32	- 3	135	0,4	135	5,6	500	6.10^5	1,875	6	15	
201	10	0,64	- 13	135	1,5	135	31	400	4.10^4	2,9	7,5	9,5	
202 C	18	0,225	- 2,2	200	1,6	200	8	230	10^6	5,5	9,5	9,5	0,035
202 P	18	0,085	- 2,2	200	1,6	200	8	230	8.10^5	5,5	7	3,72	0,020
203	18	0,40	- 5	200	5	200	35	125	43.10^3	~~8,5~~	14	13	0,300
204	10	0,55	- 2,2	200	1,6	200	8	230	10^6	5,5	9,5	9,5	
205	10	0,70	- 5	200	5	200	35	125	43.10^3	8,5	14	13	
206	6,3	0,65	- 2,2	200	1,6	200	8	230	10^6	5,5	9,5	9,5	
206 P	6,3	0,24	- 2,2	200	1,6	200	8	230	10^6	5,6	7	3,75	0,020
207	6,3	1,15	- 5	200	5	200	35	125	43.10^3	8,5	14	13	
208	18	0,225	- 4,5	200	3,6	200	18	200	16.10^4	6	12	10	0,350
208 P	18	0,14	- 4,5	200	3,6	200	18	200	14.10^4	6	9	9	0,060
209	6,3	0,235	- 4,5	200	3,6	200	18	200	16.10^4	6	12	10	0,350
210	18	0,225	- 1,6	200	2,8	200	10	125	5.10^5	8,3	10	4	
211	6,3	0,6	″	″	″	″	″	″	″	″	″	″	
212 P	18	0,105	- 1,6	200	2	200	10,5	125	5.10^5	8,5	7,5	3,7	0,015
213 P	6,3	0,31											
214 P	6,3	0,30	- 1,75	150	3,7	150	12,3	110	23.10^4	13,5	8,25	3,75	0,07
216 P	6,3	0,30	- 1,75	150	3,7	150	12,3	110	23.10^4	13,5	7,8	3,5	0,07
230	18	0,225	- 4	200	1,3	200	6	550	10^6	1,7	8,5	10	0,020
231	6,3	d°	d°	d°	d°	d°	d°	d°	d°	d°	d°	d°	d°
301	20	0,215	- 1,4	60	0,3	60	1,5	750	5.10^5	2,7	9,9	4	0,025

NOTE : quand la valeur de la capacité grille plaque γ_{gp} n'a pas été indiquée dans le tableau, c'est que le cahier des charges n'impose aucune clause relative à cette valeur pour la lampe considérée.

CHAPITRE IV

REACTION

ETUDE GENERALE - LA CONTRE REACTION - L'OSCILLATION

1. *ETUDE GENERALE DE LA REACTION*

1.1. INTRODUCTION

Dans les chapitres précédents nous avons admis que la transmission de l'énergie dans les tubes électroniques se faisait à sens unique de la grille vers la plaque, mais jamais en sens inverse.

Autrement dit, nous n'avons tenu aucun compte, ni de la capacité interne C_{gp}) ni de tous les couplages (volontaires ou non) entre la grille et la plaque, ou, d'une façon plus générale entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur.

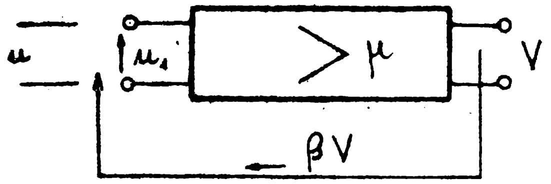
Les tensions de sortie "réagissent" alors sur celles d'entrée ; il en résulte une variation d'amplification, souvent notable, et en dosant correctement les réactions on peut en tirer toutes sortes d'effets intéressants : amélioration de gain, de la fidélité, changement des impédances apparentes d'un amplificateur, entretien d'oscillations sinusoïdales etc....

L'ensemble de ces phénomènes a reçu le nom général de "Réaction".

Nous allons en étudier le principe et les principales applications.

1.2. PRINCIPE. FORMULE GENERALE

Considérons un amplificateur, (fig. 1) représenté seulement par ses bornes d'entrée et de sortie.



Soit $\mu = \frac{V}{u_1}$ le gain en tension de cet amplificateur. Superposons à la tension u, appliquée à l'entrée, une tension, ramenée de la sortie vers l'entrée, et proportionnelle à V de telle sorte que l'on ait :

$$u_1 = u + \beta V$$

On a toujours :

$$V = \mu u_1 = \mu [u + \beta V]$$

d'où l'on tire le gain apparent par rapport à la tension d'entrée u :

$$\mu' = \frac{V}{u} \qquad \boxed{\mu' = \mu \cdot \frac{1}{1 - \mu\beta}} \qquad (1)$$

Ce gain diffère du gain μ par le facteur $\frac{1}{1-\mu\beta}$ que l'on peut considérer comme un "gain supplémentaire" dû à la réaction.

Ce facteur ne dépend que du produit $\mu\beta$ que l'on peut qualifier de "facteur de retour". Ce produit $\mu\beta$ (qui est un nombre complexe), pouvant prendre des valeurs quelconques, il est évident que le gain μ' donné par (1) peut avoir une valeur très différente du gain primitif μ .

En particulier si $\mu\beta$ est réel, positif et tend vers l'unité, le gain résultant μ' augmente et tend vers l'infini.

- C'est le principe de la réaction dite "positive". Le gain augmente et l'amplificateur peut entrer en oscillations.

Au contraire si $\mu\beta$ est réel, négatif et de module plus grand que 1, le gain résultant μ' diminue.

- C'est la réaction "négative" ou "contre réaction".

Nous allons étudier séparément ces deux formes de réaction.

2. *LA CONTRE REACTION*

L'étude générale pourrait se mener à l'aide de la formule fondamentale (1), mais nous ne considérerons que le cas le plus important en pratique, c'est-à-dire celui où la tension ramenée à l'entrée est en "opposition de phase" avec la tension utile appliquée à l'entrée dans toute la bande des fréquences transmises.

Nous pouvons alors définir μ et β comme des nombres réels et positifs, représentant de simples rapports de tensions. Nous aurons évidemment $\mu \gg 1$, et $\beta < 1$
La tension totale à l'entrée de l'amplificateur devient :

$$u_1 = u - \beta V$$

puisque nous sommes en opposition de phase. Nous aurons toujours :

$$V = \mu u_1 = \mu \left[u - \beta V \right] .$$

ce qui donne pour le gain apparent $\frac{V}{u}$:

$$\boxed{\mu' = \mu \cdot \frac{1}{1 + \mu\beta}} \qquad (2)$$

ou encore exprimé en népers :

$$\boxed{G' = G + \mathrm{Log} \left| \frac{1}{1 + \mu\beta} \right|} \qquad (3)$$

L'expression (2) est la formule classique de la contre réaction. Le produit $\mu\beta$ est réel et positif. Donc le gain μ' sera inférieur au gain μ et cette réduction sera importante si $\mu\beta$ est très supérieur à l'unité.

La quantité $1 + \mu\beta$ est appelée le taux de contre réaction.

Nous allons voir que cette réduction de gain, d'apparence paradoxale, s'accompagne d'importants avantages.

2.1. CONSTANCE DU GAIN

Supposons que dans un amplificateur donné le produit $\mu\beta$ soit très grand devant l'unité, c'est-à-dire que la différence entre les gains G' et G, avec et sans contre-réaction, soit suffisament grande. (de l'ordre de plusieurs népers). Nous avons :

$$\mu' = \frac{\mu}{1 + \mu\beta}$$

si $\mu\beta \gg 1$, il vient $\boxed{\mu' \# \frac{1}{\beta}}$ soit $G' = \mathrm{Log} \frac{1}{\beta}$

Le gain devient alors pratiquement indépendant de μ, c'est-à-dire de la partie amplificatrice proprement dite, et ne dépend que du réseau de réaction.

Si ce circuit de réaction est un réseau passif, le gain de l'amplificateur à contre-réaction est indépendant des variations des tensions d'alimentation et des variations des caractéristiques des tubes utilisés. Si, de plus, ce réseau passif est sans distorsion dans la bande des fréquences utilisées, la courbe de gain-fréquence de l'amplificateur sera elle-même sans distorsion.

On pourra aussi se servir de ce réseau "β" pour donner à la courbe de gain telle forme que l'on voudra et effectuer ainsi, comme nous le verrons, la correction de la distorsion d'affaiblissement de la ligne.

- Exemple numérique : Supposons que, pour un amplificateur, μ varie de 10^6 (soit $G_0 = 13,8$ népers) à 10^5 (soit $G_1 = 11,5$ népers) quand la fréquence varie de f_0 à f_1. Par contre β reste constant et égal à 10^{-3}. Le gain, donné par la formule approchée, sera :

$$G = \text{Log}\,\frac{1}{\beta} = 6,908 \text{ népers}$$

Le produit $\mu\beta$ variera de 10^3 à 10^2, donc restera grand devant l'unité. En comparaison, le gain donné par la formule (2) variera de $\frac{10^6}{1001}$ (soit $G_0 = \text{Log}\,999 = 6,907$ népers) à $\frac{10^5}{101}$ (soit $G_1 = \text{Log}\,990 = 6,897$ népers).

Ainsi, pour une variation de 2,3 népers du gain sans réaction dans la bande transmise, on a seulement une variation de 0,01 N pour le gain avec réaction. Cette constance de gain est "payée" par une diminution du gain de 6,9 népers à la fréquence f_0.

2.2. DIMINUTION DE LA DISTORSION NON LINEAIRE

Nous supposons, ce qui est le cas général, que la distorsion non linéaire ne provient pas du réseau de couplage, mais uniquement de l'amplificateur. De plus, dans cet amplificateur, nous admettrons que seul l'étage final (puissance) donne de la distorsion non linéaire. Donc la tension totale d'harmoniques $U_h = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 \ldots + u_n^2}$ ne dépend que de la tension de sortie V, du signal utile.

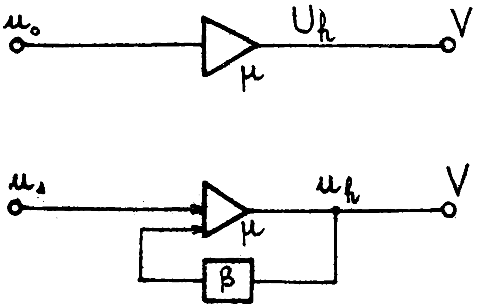


Fig. 2

Considérons alors deux amplificateurs, l'un sans réaction de gain μ, l'autre de même gain μ mais avec une réaction β. (figure 2). Ces deux amplificateurs travaillent entre les mêmes impédances de source et de charge, et ont les mêmes impédances d'entrée et de sortie et donne la même tension de sortie utile V.

La tension d'harmoniques produit par l'étage final sera la même dans les deux cas. Soit U_h cette tension. Dans le montage avec réaction la tension réelle d'harmoniques présente à la sortie, soit u_h est égale à U_h, tension créée dans l'amplificateur, augmentée de la tension ramenée à l'entrée ($-\beta \cdot u_h$) et amplifiée ensuite. Nous aurons donc :

$$u_h = U_h - \mu\beta u_h$$

d'où

$$\boxed{u_h = U_h \cdot \frac{1}{1 + \mu\beta}} \qquad (4)$$

Par conséquent la tension des harmoniques est divisée par le taux de contre réaction. De même le coefficient de distorsion harmonique $\delta_1 = \frac{U_h}{V}$ sera lui aussi divisé par le taux de contre-réaction :

$$\delta_2 = \delta_1 \cdot \frac{1}{1+\mu\beta}$$

<u>REMARQUE</u> : Le résultat exprimé par la relation (4) n'est qu'approché car la tension à l'entrée, lorsqu'il n'y a pas de réaction, ne comporte pas d'harmoniques, alors qu'elle en comporte lorsqu'il y a réaction. L'hypothèse faite en admettant que la distorsion non linéaire à la sortie est seulement fonction de la tension utile n'est donc pas rigoureusement exacte. On admet que ce résultat, correspondant bien à la réalité est suffisant en pratique.

2.3. REDUCTION DES BRUITS

On démontre que dans un amplificateur à contre réaction la tension de bruit recueillie à la sortie du montage est égale à la tension existant à la sortie du montage normal sans réaction divisée par le taux de contre-réaction. On a :

$$u_b = U_b \cdot \frac{1}{1+\mu\beta}$$

On augmente donc le rapport signal/bruit de la quantité $\log (1 + \mu\beta)$.

Cependant on ne doit pas conclure sans précaution que cette augmentation aura toujours lieu. En effet le résultat obtenu dépend essentiellement du point où le bruit est injecté dans l'amplificateur. Si en particulier, le bruit se produit dans le circuit de grille du premier tube, ou si le signal injecté est déjà bruyant, le rapport signal bruit est alors déterminé à l'entrée même de l'amplificateur et n'est pas modifié par la réaction, le signal et le bruit étant tous deux divisés par le taux de contre/réaction $(1 + \mu\beta)$.

Au contraire pour les bruits propres à l'amplificateur et surtout au dernier étage, (bruit de batteries, bruit de fond dû au tube ou à l'agitation thermique) la propriété énoncée est vérifiée.

On peut conclure que, d'une manière générale, la contre-réaction améliore très sensiblement la qualité d'un amplificateur en ce qui concerne les bruits parasites injectés à l'intérieur de la chaîne d'amplification.

2.4. MONTAGES DE CONTRE REACTION

2.4.1.- <u>PRINCIPES GENERAUX</u>

Dans un amplificateur à contre-réaction on prélève une fraction de la tension de sortie pour la réinjecter à l'entrée du même amplificateur.

Il importe donc de considérer deux choses :

a) <u>comment est prélevée la fraction de la tension de sortie</u>
b) <u>comment est réinjectée à l'entrée la tension obtenue.</u>

On distingue le plus couramment deux types de montages de contre-réaction :

- le montage "série"
- le montage "dérivation"

On peut utiliser à l'entrée et à la sortie l'un quelconque de ces montages ou même une combinaison des deux. Un amplificateur à contre-réaction sera donc caractérisé par :

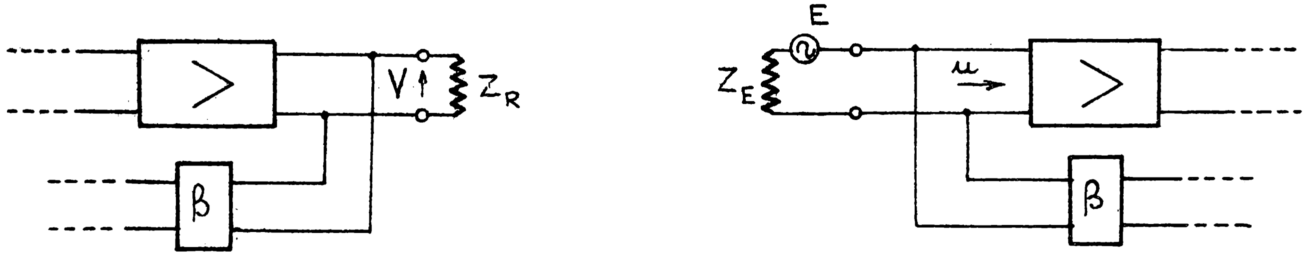
- sa contre-réaction à l'entrée.
- sa contre-réaction à la sortie.

Il peut d'ailleurs exister dans un même amplificateur (à plusieurs étages) plusieurs "boucles" de contre réaction affectant un ou plusieurs étages.

Ces "boucles" devront être considérée séparément et peuvent utiliser une combinaison quelconque des deux montages types.

2.4.2. - CONTRE REACTION DERIVATION

La figure 3 donne la représentation schématique générale de l'application de la contre-réaction dérivation à l'entrée et à la sortie d'un montage amplificateur. La tension de réaction est prise en dérivation à la sortie en appliquant V au réseau β (ou seulement une fraction de V). La tension obtenue à la sortie de ce réseau β est appliquée, avec la phase convenable, en dérivation à l'entrée de l'amplificateur.

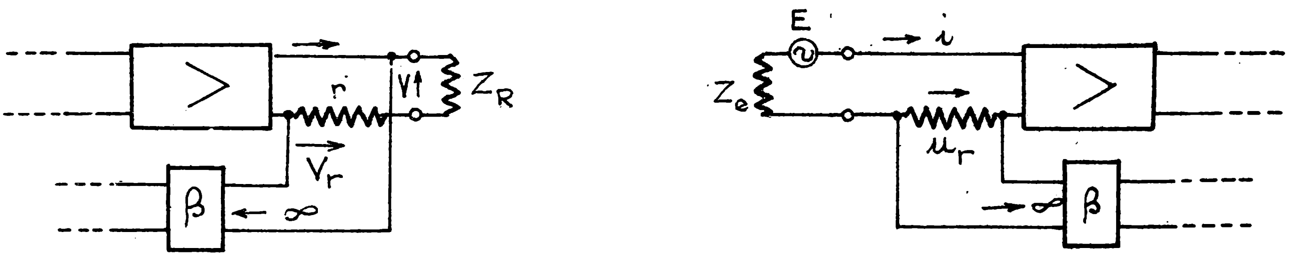


a) Sortie Fig. 3 b) Entrée

2.4.3. - CONTRE REACTION SERIE

La figure 4 donne la représentation schématique générale de l'application de la contre-réaction série à l'entrée et à la sortie d'un montage amplificateur. La tension de réaction est prise aux bornes d'une impédance (en général une résistance) mise en série dans le circuit de sortie de l'amplificateur et appliquée au réseau β d'impédance d'entrée en général infinie.

La tension obtenue aux bornes de sortie du réseau β est appliquée, avec la phase convenable, aux bornes d'une résistance mise en série dans le circuit d'entrée de l'amplificateur.



a) Sortie Fig. 4 b) Entrée

2.4.4. - MODIFICATION DES IMPEDANCES ACTIVES D'ENTREE ET DE SORTIES

L'impédance "active" (Z_a) de sortie (ou d'entrée) est l'impédance que présente la sortie (ou l'entrée) du montage avec contre-réaction dans les conditions normales de fonctionnement. Contrairement à l'impédance "passive" (Z_p) de sortie (ou d'entrée) elle ne peut pas se mesurer. On se contente de la définir électriquement.

Les montages de contre-réaction modifient la valeur de l'impédance active de sortie (ou d'entrée) d'un amplificateur.

On démontre que l'on a :

1°) dans le cas de la contre-réaction "dérivation", une diminution sensible de l'impédance considérée.

$$Z_a = Z_p \times \frac{1}{\text{Taux de contre réaction dérivation}}$$

2°) dans le cas de la contre réaction "série", une augmentation sensible de l'impédance considérée :

$$Z_a = Z_p \times \left[\text{Taux de contre réaction série}\right]$$

En ne considérant que l'impédance de sortie, on voit que dans le premier cas l'impédance de charge sera alimentée à tension constante et dans le second cas à intensité constante.

2.5. ETUDE DE QUELQUES MONTAGES PRATIQUES DE CONTRE REACTION

2.5.1. - CONTRE REACTION SERIE PAR RESISTANCE DE CATHODE

Un montage très simple de contre réaction série (à l'entrée et la sortie) à un seul tube s'obtient très facilement en supprimant le condensateur de découplage de la résistance de polarisation du tube (Figure 5).

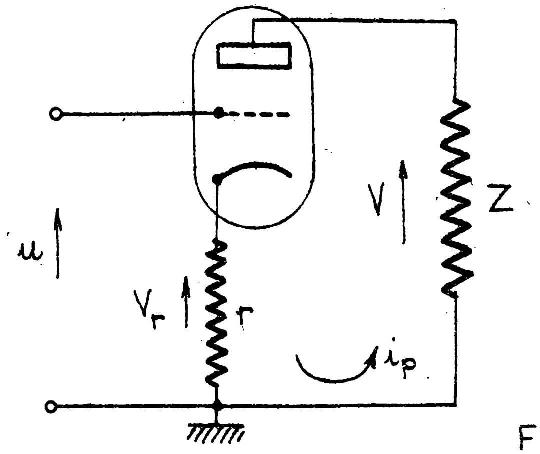


Fig. 5

En effet, dans ce cas le courant alternatif de plaque passe dans la résistance r qui est bien branchée en série dans le circuit de sortie (circuit de plaque).

La tension de réaction ramenée à l'entrée entre grille et cathode, (en série dans le circuit d'entrée) est alors :

$$V_r = V \cdot \frac{r}{Z}$$

Si Z est une résistance pure V_r est en phase avec V donc en opposition de phase avec u. On a bien un effet de contre réaction. La résistance r devant servir à la fois à la polarisation de grille et à l'obtention du taux voulu de contre-réaction, le montage est souvent amélioré suivant la figure 6 en utilisant généralement un tube pentode.

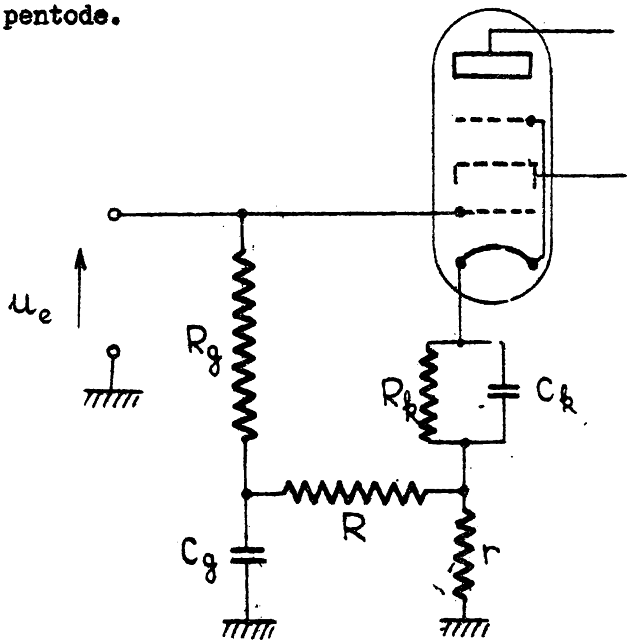


Fig. 6

Dans ce cas la résistance R_k ne sert qu'à polariser correctement le tube. Cette polarisation est appliquée à la grille à travers la résistance R de très forte valeur.

La résistance r sert uniquement à doser le taux de contre-réaction.

Supposons $R \ggg r$ et $R \ggg \frac{1}{C_g \omega}$ on a, avec une pentode idéale :

$$i_p = s \cdot u_g$$

avec : $u_g = u_e - r \cdot i_p$

d'où : $i_p = s \cdot \left[u_e - r \cdot i_p \right]$

soit $\boxed{i_p = \frac{s}{1 + sr} u_e}$

ou $\boxed{i_p = s' \cdot u_e}$

On voit que l'on a une pente fictive s' plus faible que la pente normale s. Donc le gain étant donné, par une pentode idéale, par $G = s \cdot Z_r$, on aura pour le gain avec réaction :

$$G' = s' \cdot Z_r \qquad G' = Z_r \cdot \frac{s}{1 + sr} \qquad G' = \frac{G}{1 + sr}$$

Le taux de contre-réaction sera dans ce cas : $(1 + sr)$

2.5.2. - CONTRE REACTION DERIVATION

a) On a, avec un seul tube, le montage suivant (figure 7.). Le condensateur C est indispensable afin d'éviter d'appliquer une tension continue positive sur la grille. Si l'on veut un taux de contre-réaction indépendant de la fréquence, il faut que dans la bande passante de l'amplificateur; on ait :

$$\frac{1}{C\omega} \ll r$$

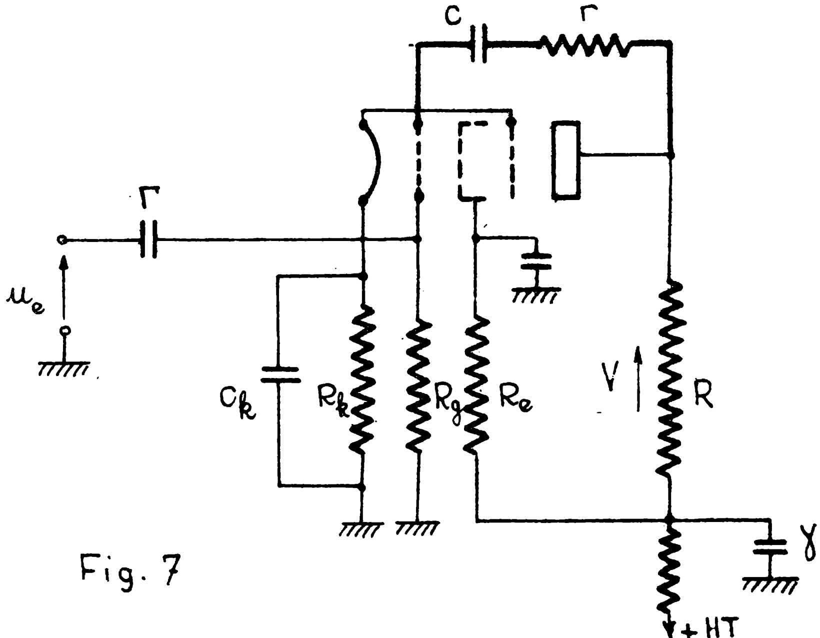


Fig. 7

Il est facile de voir alors que l'on a dans ce cas, pour la tension βV ramenée à l'entrée :

$$u_{cr} = \beta V = V \cdot \frac{R_g}{r + R_g}$$

d'où $\beta = \frac{R_g}{r + R_g}$ (1)

La tension u_{cR} est en phase avec V donc en opposition de phase avec u_e, ce qui donne l'effet de contre-réaction.

Dans ce montage de contre-réaction est "dérivation" à la sortie et à l'entrée.

b) Dans le cas d'un amplificateur à deux étages on a la variante donnée par la figure 8. La capacité C est supprimée car on relie ici deux points sensiblement au même potentiel, la différence pouvant exister entre les potentiels des points A et B devant rester assez faible. La contre réaction est appliquée uniquement au second étage et nous avons en négligeant l'impédance de la capacité de liaison Γ et en posant :

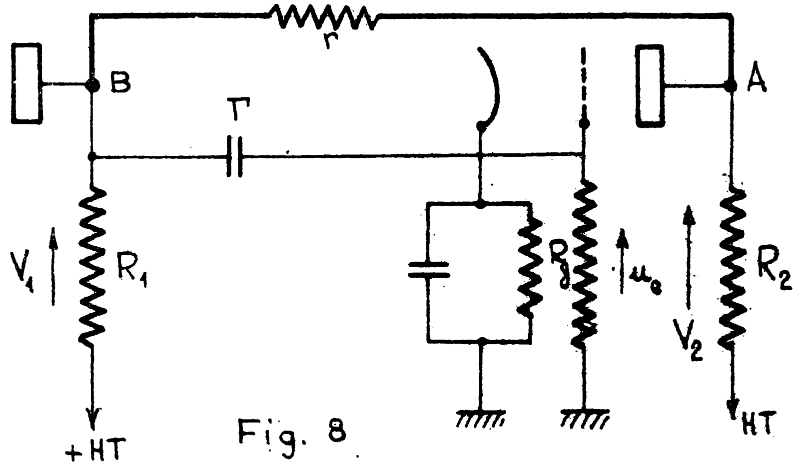


Fig. 8

$$R = \frac{R_1 R_g}{R_1 + R_g} \qquad \beta = \frac{R}{r + R} \quad (2)$$

formule analogue au cas précédent.

Il est alors possible, au moyen des expressions (1) et (2) de calculer le gain avec contre-réaction, si l'on connaît les différents paramètres des tubes utilisés.

c) Considérons un montage amplificateur donné par le schéma de la figure 9. Il comporte plusieurs étages et nous ne représentons que l'entrée du premier et la sortie du dernier étant bien entendu que le nombre total d'étages doit être tel que le déphasage le long de la boucle de réaction soit égal à π .(On doit d'ailleurs remarquer que, dans ce cas de figure, il n'est pas nécessaire que le nombre d'étages soit impair, car le croisement des connexions à l'un des enroulements du transformateur T_s suffit pour faire tourner la phase de π).

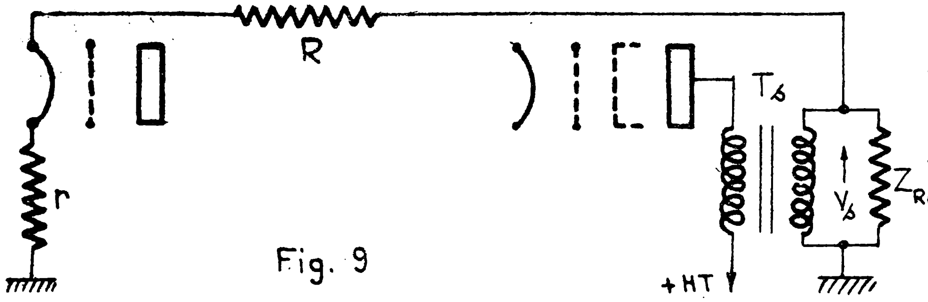


Fig. 9

Nous avons un exemple d'un amplificateur ayant, au moins, deux boucles de contre-réaction. En effet la résistance r, non découplée, introduit une contre réaction série sur le premier étage.

Ensuite, sur l'amplificateur complet, nous avons une contre-réaction dérivation à la sortie et série à l'entrée, appliquée au moyen de la résistance R.

La valeur de β est ici : $$\beta = \frac{r}{R + r}$$

d) nous étudierons dans la partie du cours traitant de la téléphonie multiple sur câble coaxial, le montage de contre-réaction utilisé sur le répéteur coaxial pour 960 voies.

2.5.3. CONCLUSION

Il existe beaucoup d'autres variantes de montages de contre-réaction mais ils se ramènent tous aux types classiques que nous avons étudiés.

Cependant il ne faudrait pas en conclure que l'étude approfondie de la contre-réaction est chose aisée, car lorsque l'on veut réaliser des amplificateurs, ayant de hautes performances dans une large bande de fréquences, on doit considérer avec beaucoup d'attention la variation de phase le long du circuit de réaction.

Pourtant la théorie élémentaire que nous avons donnée ici, mettant en lumière d'une façon aussi physique que possible les propriétés essentielles des amplificateurs à contre-réaction, nous suffira pour étudier et comprendre tous les matériels de transmission sur câbles que nous aurons à examiner.

3. *L'OSCILLATION*

Nous pourrions là aussi, mener l'étude à l'aide de la formule fondamentale, mais nous allons utiliser une méthode plus physique, qui mettra en évidence de façon nette le phénomène de l'oscillation.

3.1. ANALOGIE MECANIQUE ET ACOUSTIQUE

Le phénomène d'oscillation n'est pas particulier aux montages amplificateurs. Certains systèmes mécaniques ou acoustiques sont capables, lorsqu'on les écarte de leur position d'équilibre stable de prendre un mouvement périodique appelé mouvement oscillatoire sinusoïdal. Par suite des pertes d'énergie l'amplitude des oscillations diminue et l'on obtient une oscillation amortie.

Pour que l'oscillation soit entretenue, c'est-à-dire d'amplitude constante, il est indispensable de fournir de l'énergie au système pour compenser les pertes et de fournir cette énergie à un moment bien déterminé pour ne pas déformer ou contrarier l'oscillation.

Exemple mécanique : Le pendule libre, qui écarté de sa position d'équilibre stable effectue des oscillations amorties. Pour compenser les pertes dûes au frottement, un ressort fournira l'énergie nécessaire et un système (échappement à ancre) permettra au pendule lui-même de commander la libération de cette énergie dans une position bien déterminée.

Pour qu'une oscillation soit entretenue, il est donc indispensable que deux conditions soient satisfaites :

a) une condition d'amplitude qui détermine l'apport d'énergie suffisant pour compenser les pertes.

b) une condition de phase qui détermine à quel instant précis doit avoir lieu cet apport d'énergie.

Exemple acoustique : L'effet "LARSEN" entre haut-parleur et microphone d'une chaîne de reproduction du son.

3.2. CONDITIONS D'AMORCAGE DANS LES AMPLIFICATEURS

Soit un amplificateur A caractérisé par son facteur d'amplification $K_e^{-j\varphi}$ et présentant un réseau de couplage B entre l'entrée et la sortie, caractérisé par son coefficient de réduction : $\frac{1}{n} e^{-j\varphi'}$ (figure 10)

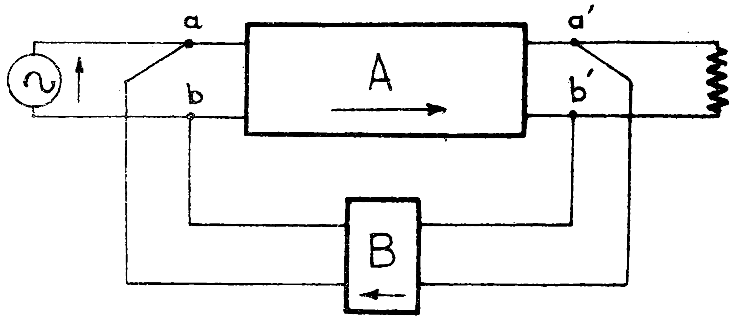


Fig. 10

Si le générateur placé à l'entrée délivre une tension :

$$u = U . \sin[\omega t + \varphi]$$

nous aurons à la sortie, en a' b' :

$$v = K . U \sin \omega t$$

Par suite du couplage il revient à l'entrée une tension :

$$u_1 = \frac{v}{n} = \frac{KU}{n} \sin[\omega t - \varphi']$$

Cette tension u_1 donnera ensuite en $a'b'$ une tension v_1 :

$$v_1 = \frac{K^2 U}{n} \sin\left[\omega t - (\varphi + \varphi')\right]$$

laquelle tension v_1, par l'intermédiaire du réseau B donnera à l'entrée une tension u_2 :

$$u_2 = \frac{K^2 U}{n^2} \sin\left[\omega t - \Phi - \varphi'\right] \quad \text{en posant} \quad \varphi + \varphi' = \Phi$$

et ainsi de suite ......

La tension V à la sortie sera donc :

$$V = v + v_1 + v_2 + v_3 + \ldots\ldots\ldots + v_n + \ldots\ldots$$

soit :

$$V = KU \sin \omega t + \frac{K^2 U}{n} \sin(\omega t - \Phi) + \frac{K^3 U}{n^2} \sin(\omega t - 2\Phi) + \ldots\ldots \quad (1)$$

Cette expression nous montre que les amplitudes des termes successifs sont en progression géométrique de raison $\frac{K}{n}$ et les déphasages successifs en progression arithmétique de raison $-\Phi$.

Nous allons examiner le diagramme vectoriel de l'expression (1) en considérant deux cas : $\frac{K}{n} < 1$ et $\frac{K}{n} > 1$.

3.2.1. - Premier cas : $\frac{K}{n} < 1$ avec

a) $\Phi < \frac{\pi}{2}$. L'examen de la figure 11 montre que le vecteur résultant est plus grand que le vecteur obtenu sans réaction. Il y aura donc augmentation de l'amplification, l'effet maximum étant évidemment obtenu quand $\Phi = 0$. C'est la réaction positive.

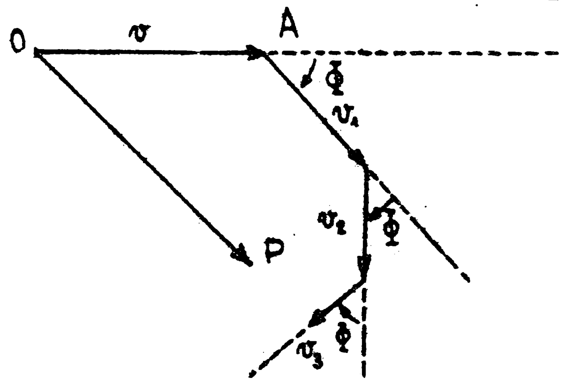


Fig. 11

b) On voit sur la figure 12 que, dans ce cas, le vecteur résultant est plus petit que le vecteur obtenu sans réaction. Il y a donc diminution sensible de l'amplification, l'effet maximum étant obtenu quand $\Phi = \pi$

C'est la réaction négative ou contre réaction que nous venons d'étudier.

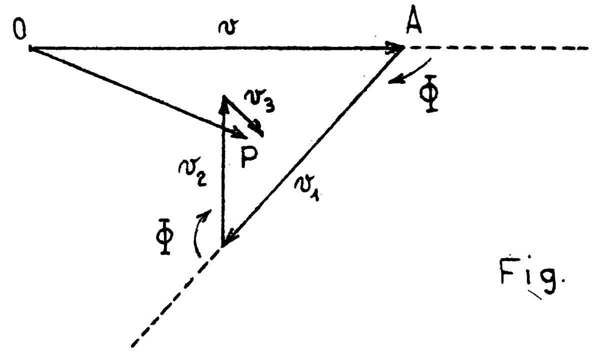


Fig. 12

3.2.2. Deuxième cas : $\frac{K}{n} > 1$

Dans ce cas quel que soit Φ , la somme vectorielle n'a pas de limite, car l'amplitude des vecteurs successifs croît sans cesse. La tension V va donc augmenter, mais pas indéfiniment car le phénomène de saturation va jouer et un régime stable s'établira alors.

On voit que la saturation s'obtiendra le plus rapidement quand $\Phi = 2\pi$, c'est-à-dire quand les vecteurs successifs seront dans le prolongement les uns des autres sur la même droite.

Il y aura donc un amorçage d'oscillations sur la fréquence qui remplira simultanément les deux conditions :

1°) condition d'amplitude : $\frac{K}{n} > 1$
2°) condition de phase : $\Phi = 2\,k\pi$ (k entier)

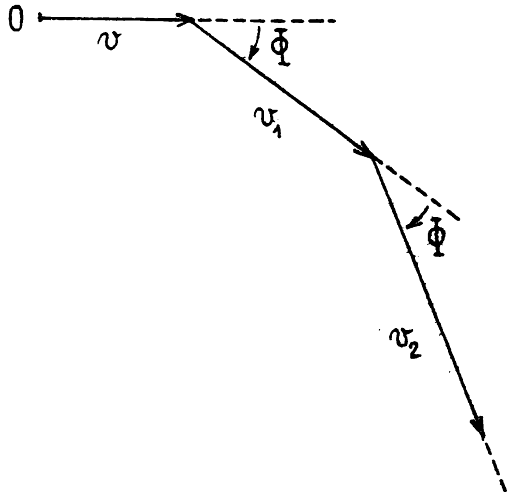


Fig. 13

3.3. LES OSCILLATIONS A TUBES ELECTRONIQUES

3.3.1. - <u>PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT</u>

Nous venons de voir qu'un amplificateur pouvait être le siège d'oscillations électriques pour peu qu'un couplage existe entre son entrée et sa sortie. Or un tube triode, monté en amplificateur, possède deux bornes d'entrée, la grille et la cathode, et deux bornes de sortie, la plaque et la cathode.

Réalisons alors le montage suivant, donné par la figure 14, les tensions continues de polarisation n'étant pas représentées. Couplons l'entrée (1.2) et la sortie (3.4) du montage par un réseau comportant un circuit oscillant dans la plaque et une inductance dans le circuit de grille, l'inductance du circuit grille l'inductance du circuit oscillant formant les deux enroulements d'un transformateur. Supposons qu'une perturbation initiale quelconque (allumage du tube par exemple) ait provoqué des oscillations de faible amplitude dans le circuit L,C. Les variations d'intensité du courant dans ce circuit induisent dans l'inductance de grille une force électromotrice de même fréquence ; il en résulte des variations périodiques du potentiel de grille et par conséquent des variations d'intensité dans le circuit de plaque.

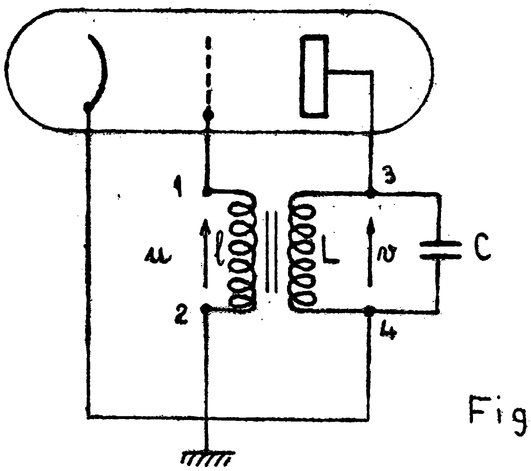


Fig. 14

Le passage de ce courant dans le circuit oscillant engendre de nouveau une f.é.m. qui pour une phase et une amplitude convenables, compense la perte d'énergie dûe à l'amortissement du circuit et entretient les oscillations initiales.

3.3.2. - OSCILLATEUR A COUPLAGE ELECTRO-MAGNETIQUE

Le schéma de montage est identique à celui que nous venons de voir et que nous reprenons sur la figure 15.

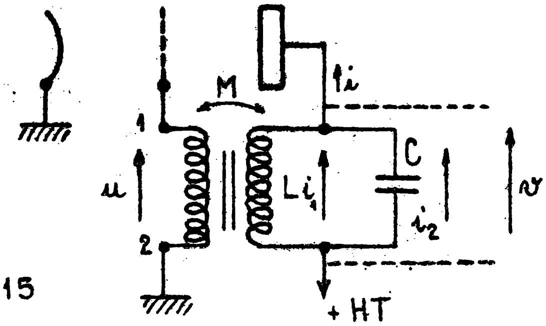


Fig. 15

Supposons que les résistances des enroulements soient négligeables. Soient L et C les valeurs de l'inductance et de la capacité du circuit oscillant, M étant le coefficient d'induction mutuelle des deux enroulements du transformateur. Nous supposons en outre que l'impédance du circuit de grille est très grande, c'est-à-dire que l'enroulement du transformateur connecté à la grille travaille pratiquement à circuit ouvert. L'impédance du circuit de plaque se réduit à celle du circuit bouchon, soit

$$Z = \frac{j L \omega}{1 - LC\omega^2}$$

Pour la fréquence fo d'antirésonnance du circuit LC donné par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

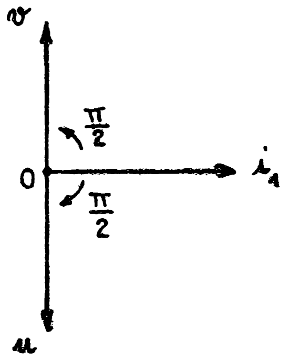
l'impédance Z devient infinie. L'équation fondamentale de l'amplification dans un tube triode devient ici, en grandeur et en signe :

$$\frac{v}{u} = -\frac{K}{1+\frac{\rho}{Z}} = -K \qquad (1)$$

Nous allons montrer maintenant que, pour cette fréquence f_0, la condition de phase est satisfaite et nous chercherons la condition d'amplitude nécessaire pour que des oscillations s'entretiennent à cette fréquence.

On sait déjà que v et u sont en opposition de phase dans le tube ce qui est mis en évidence par le signe "moins" dans l'expression (1).

De plus le courant i_1 dans l'enroulement L est en quadrature arrière par rapport à la tension v à ses bornes.



Dans le transformateur la f.é.m. d'induction est en quadrature avec le courant qui lui donne naissance, et, pour un certain sens des enroulements, ce déphasage de $\frac{\pi}{2}$ peut être négatif. Or la tension aux bornes 1.2, u, est justement égale à cette f.é.m. , le déphasage complet le long du circuit de réaction sera donc :

$$\pi \text{ tube} + \pi \text{ (circuit de couplage)} = 2\pi$$

La condition de phase est satisfaite.

Examinons maintenant la condition d'amplitude. Nous pouvons écrire les relations :

$$v = jL\omega i_1$$
$$u = jM\omega i_1$$

M étant pris en valeur algébrique. Dans le transformateur nous aurons :

$$\frac{v}{u} = \frac{jL\omega i_1}{jM\omega i_1} = \frac{L}{M}$$

Le rapport $\frac{v}{u}$ devra être le même dans le tube triode que dans le circuit de réaction ; on devra donc avoir

$$\frac{L}{M} = -K \qquad (2)$$

C'est la "condition d'entretien" des oscillations. Elle exprime que le couplage entre les enroulements doit être suffisant et que M doit être négatif ce qui fixe le sens des connexions.

Nous n'irons pas plus loin dans l'étude détaillée de ce montage. En effet le résultat obtenu suppose que la self-induction L n'a pas de résistance. Dans la réalité il n'en pas ainsi et la valeur de la fréquence d'amorçage doit être modifiée suivant l'expression :

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 - \frac{R}{\rho}}$$

dans laquelle intervient encore la résistance interne du tube utilisé et dépendra de ses variations. On voit l'intérêt qu'il y a à utiliser un tube à forte résistance interne (pentode) afin de réduire le plus possible le terme $\frac{R}{\rho}$.

3.3.3. - OSCILLATEUR A COUPLAGE PAR CAPACITE

On réalise, dans ce montage, le couplage entre plaque et grille au moyen d'une capacité γ montée comme l'indique la figure 16, et en insérant dans le circuit de grille une self ℓ , sans couplage avec la self L du circuit oscillant.

Le tube est alors équivalent au montage de la figure 17.

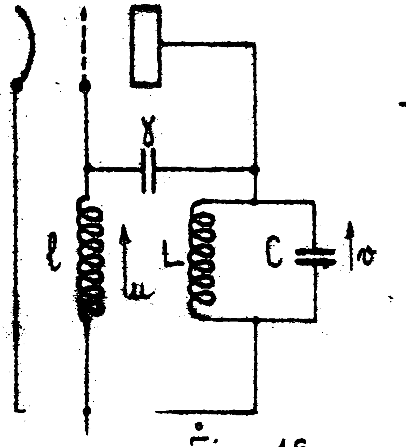


Fig 16

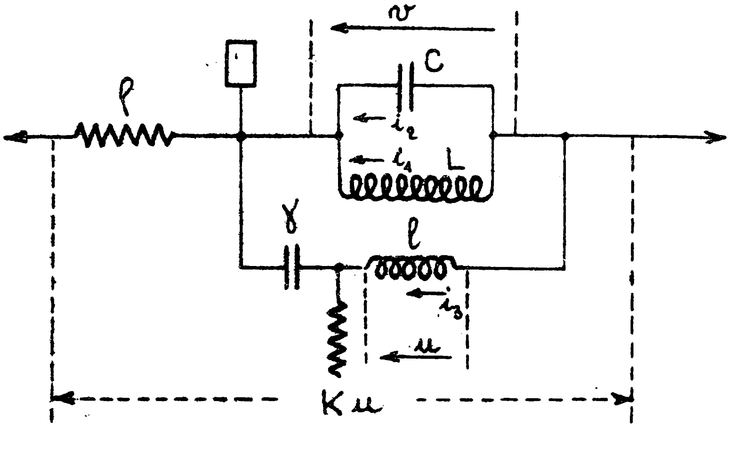


Fig. 17

Soient Z_1 et Z_2 les impédances du circuit "bouchon" et du circuit résonnant

$$Z_1 = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2} \qquad \text{et} \qquad Z_2 = j\left[\ell\omega - \frac{1}{\gamma\omega}\right]$$

avec $$\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \text{et} \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\gamma\ell}}$$

L'impédance z en série avec ρ est donnée par $z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$. Elle devient infinie pour $Z_1 = - Z_2$.

Traçons les courbes représentant les impédances Z_1 et Z_2 (fig. 18). La condition $Z_1 = - Z_2$ est réalisée pour deux pulsations ω_1 et ω_2 avec $\omega_1 < \omega_0$ et $\omega_2 > \omega_0$.

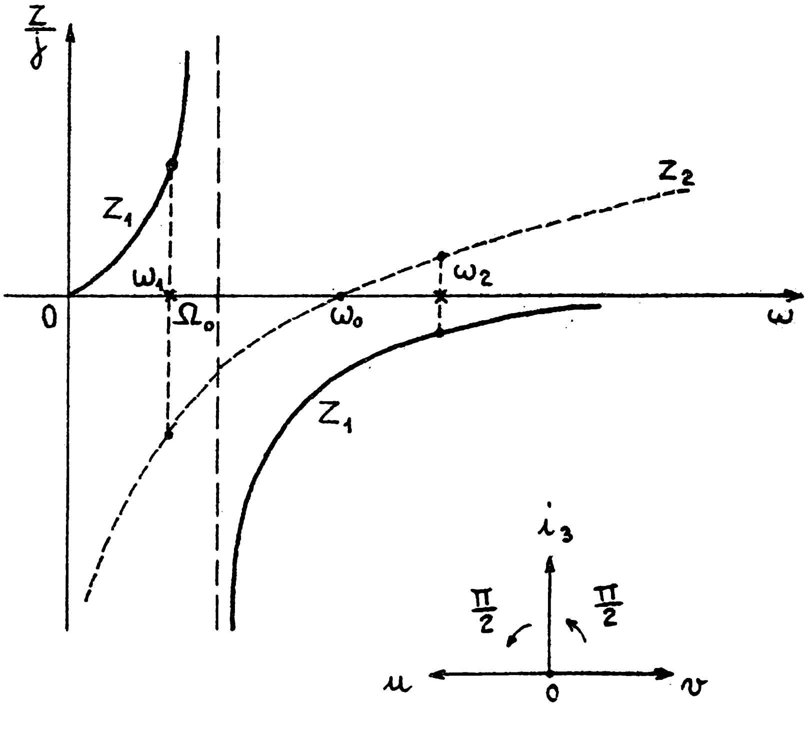


Fig. 18

<u>1 cas</u> : $\omega_1 < \omega_0$

L'impédance Z_2 est une capacité et l'impédance Z_1 une self.

Le courant i_3 est en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur v ; de plus u est en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur i_3 , donc u et v sont en opposition de phase dans le circuit de réaction comme dans le tube. Le déphasage total est de 2π et les oscillations s'entretiennent.

<u>2 cas</u> : $\omega_2 > \omega_0$

Z_2 est une impédance selfique et Z_1 est une impédance capacitive ; donc v et u sont en phase dans le circuit de réaction et les oscillations ne peuvent pas s'entretenir.

Donc, des deux fréquences de résonnance du système, seule la plus basse peut s'entretenir. Le montage oscillera à cette fréquence si la condition d'amplitude est réalisée. On la détermine en écrivant que le rapport $\frac{v}{u}$ est le même dans le tube que dans le circuit de réaction. On obtiendra

$$(1 + K)\, l\, \gamma\, \omega_1^2 \geqslant 1$$

Nous n'insisterons pas d'avantage sur l'étude de ce montage.

3.4. AUTRES TYPES D'OSCILLATEURS

3.4.1. - <u>OSCILLATEUR A DIAPASON</u> :

Dans certains oscillateurs destinés à produire des fréquences relativement basses (4000 c/s) on substitue au système de couplage électrique un système mécanique : <u>le diapason</u>.

Le diapason en oscillant fait varier l'induction dans le circuit de grille ce qui provoque une f.é.m. d'induction dans ce circuit.

Cette f.é.m. fait varier le potentiel de grille, et par conséquent le courant de plaque qui, passant dans l'aimant du circuit plaque, entretient les oscillations du diapason. (Figure 19).

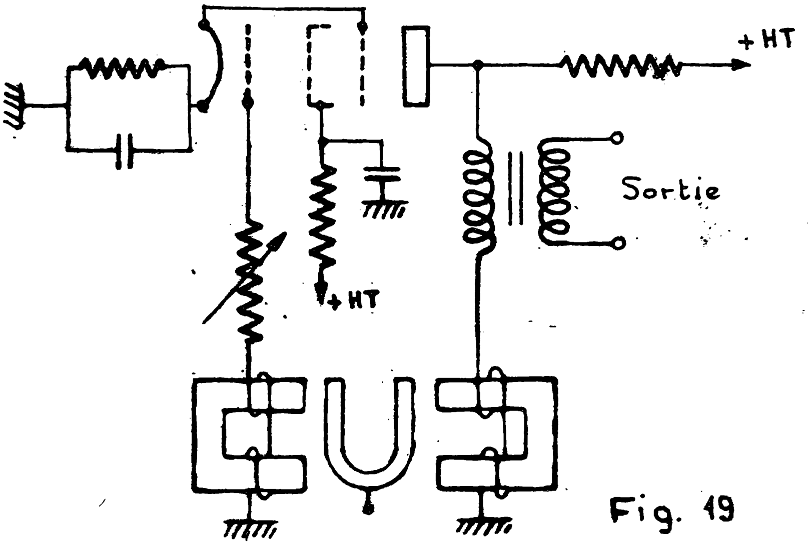


Fig. 19

Cet oscillateur a été réalisé sur les premiers équipements terminaux du câble coaxial à 600 voies de PARIS à TOULOUSE. Afin d'obtenir la stabilité et la précision de fréquence désirée, le diapason en métal spécial est enfermé dans une enceinte thermostatique dont la température est régulée automatiquement.

La précision obtenue sur la fréquence de 4000 c/s est de l'ordre de 10^{-5}.

3.4.2. - OSCILLATEUR A QUARTZ

Une lame de quartz convenablement taillée dans un cristal suivant des règles très complexes, est susceptible de vibrer mécaniquement à un certain nombre de fréquences. Si on applique à cette lame une tension sinusoïdale, le quartz vibre à la fréquence de l'oscillation appliquée.

L'amplitude des vibrations est petite à moins que la fréquence de la tension sinusoïdale appliquée se rapproche d'une des fréquences propres de résonnance du quartz ; dans ce cas l'amplitude de ces vibrations peut devenir très grande.

Au point de vue électrique, l'impédance d'un cristal de quartz est équivalente à celle du réseau représenté sur la figure 20, et présente un amortissement très réduit. La fréquence de vibration naturelle du quarts est la fréquence d'antirésonance du circuit oscillant équivalent.

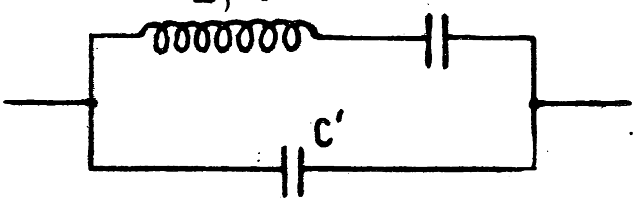


Fig. 20

Grâce à ses propriétés on peut utiliser le quartz comme réseau de couplage, seul ou associé à l'un des réseaux déjà étudiés.

Les oscillateurs à quartz ainsi obtenus ont une fréquence d'oscillation extrêmement stable. Toutefois les quartz ne sont facilement utilisables que pour des fréquences assez élevées, supérieures ou au moins égales à 100 Kc/s.

Les oscillateurs utilisés actuellement sur les équipements terminaux des câbles coaxiaux modernes à 960 voies, ont des fréquences de 100 et 128 Kc/s. La stabilité obtenue est de l'ordre de 2×10^{-7} et 5×10^{-8} pour chacun des deux oscillateurs. Nous étudierons la réalisation pratique de ces oscillateurs dans le chapitre consacré à la production des fréquences nécessaires aux équipements terminaux d'un câble coaxial.

3.5. CARACTERISTIQUES PRINCIPALES D'UN OSCILLATEUR

Nous allons résumer brièvement les principales conditions auxquelles doit satisfaire un oscillateur de qualité :

a) l'amplitude des oscillations doit être stable pour un réglage donné de la tension de sortie.

b) la fréquence doit être aussi stable que possible dans le temps.

c) les harmoniques doivent être aussi réduits que possible. Un oscillateur classique a un taux d'harmoniques compris entre 0,2 et 2 % suivant la fréquence d'utilisation et la valeur de la tension de sortie. Certains oscillateurs de très haute qualité ont un taux d'harmoniques inférieur à 0,01 % , sur toutes les gammes de fréquences et quelle que soit la tension de sortie.

d) la puissance débitée doit être suffisante pour l'utilisation voulue. En général un tube oscillateur est toujours suivi d'un montage amplificateur afin de pouvoir appliquer l'oscillation produite à la grille d'un tube électronique (absence d'amortissement).

On remarque que le taux d'harmoniques croît très vite dès que la puissance de sortie demandée atteint une valeur assez élevée. Il importe donc qu'un oscillateur soit toujours utilisé dans les limites de puissance fixées par le constructeur.

CHAPITRE V

LA DETECTION

1. DEFINITIONS - CORPS NE SUIVANT PAS LA LOI D'OHM

1.1. DEFINITION GENERALE

Etant donné l'impossibilité dans laquelle on se trouve d'utiliser les appareils de mesure à courant alternatif, pour mesurer avec précision les tensions ou courants sinusoïdaux faibles, à cause du manque de sensibilité de ces appareils, on comprend tout l'intérêt qu'il y aurait à ramener cette mesure à celle d'un courant continu, dont l'intensité serait fonction de l'amplitude du courant alternatif à mesurer. Transformer ainsi un courant alternatif, c'est ce qu'on appelle le "détecter".

Détecter un courant alternatif (ou une tension), c'est faire correspondre à ce courant (ou à cette tension), un courant continu ou tout au moins dont la valeur moyenne n'est pas nulle, et dont l'intensité dépend, suivant une loi connue, de l'amplitude du courant (ou de la tension) alternatif.

Les montages réalisant cette opération, ont reçu le nom de "détecteurs". De plus, la transformation des signaux de haute fréquence modulés (Radiocommunications - Radiodiffusion - Téléphonie à courants porteurs) en signaux à basse fréquence pouvant actionner les appareils récepteurs, reçoit d'une façon impropre, le nom de "détection". Nous réserverons, dans ce cours, à cette opération le nom de "démodulation". Il est enfin un cas, très important en pratique, où il est nécessaire de transformer une puissance alternative en une puissance continue avec un minimum de pertes, donc avec un rendement le plus élevé possible. Nous réserverons aux détecteurs ainsi utilisés, le nom de "redresseurs".

Dans les détecteurs proprement dits, la notion de rendement ne joue aucun rôle car les puissances mises en jeu sont extrêmement faibles. Dans la plupart des cas, il circule déjà dans le montage détecteur un courant continu dont le courant détecté modifie la valeur.

C'est cette seule variation que décelle l'instrument de mesure.

Le courant ou la tension alternatif à détecter et le courant détecté peuvent, suivant les montages, se manifester dans le même circuit ou dans des circuits différents. On cherche le plus souvent d'ailleurs, à séparer ces deux courants.

Tous les corps conducteurs, ne suivant pas la loi d'Ohm, peuvent constituer des détecteurs.

1.2. CORPS NE SUIVANT PAS LA LOI D'OHM

Un conducteur métallique classique, en cuivre par exemple, obéit à la loi d'Ohm et l'on a :

$$U = i . R \qquad i = \frac{1}{R} . U$$

La tension aux bornes du conducteur est proportionnelle au courant qui le traverse, le facteur de proportionalité, constant, étant appelé <u>résistance.</u> La courbe caractéristique représentative de cette loi, est une droite passant par l'origine et de pente :

$$p = \frac{1}{R}$$

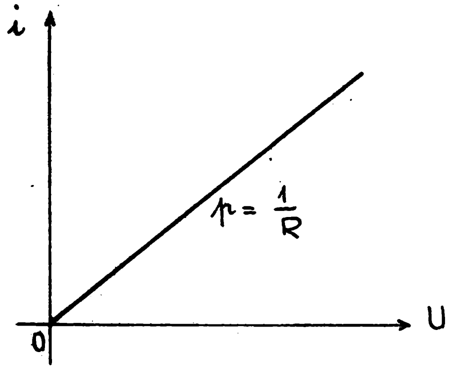


Fig. 1

Les conducteurs qui ne suivent pas la loi d'Ohm, sont ceux pour lesquels cette caractéristique prend une forme quelconque, l'intensité n'étant plus une fonction linéaire de la tension.

On trouve dans cette catégorie :

- Les contacts imparfaits
- Certains contacts entre substances métalliques différentes. (Voir les redresseurs secs).

Supposons un corps dont la caractéristique $I = f(U)$ ait, par exemple, la forme indiquée par la figure 2.

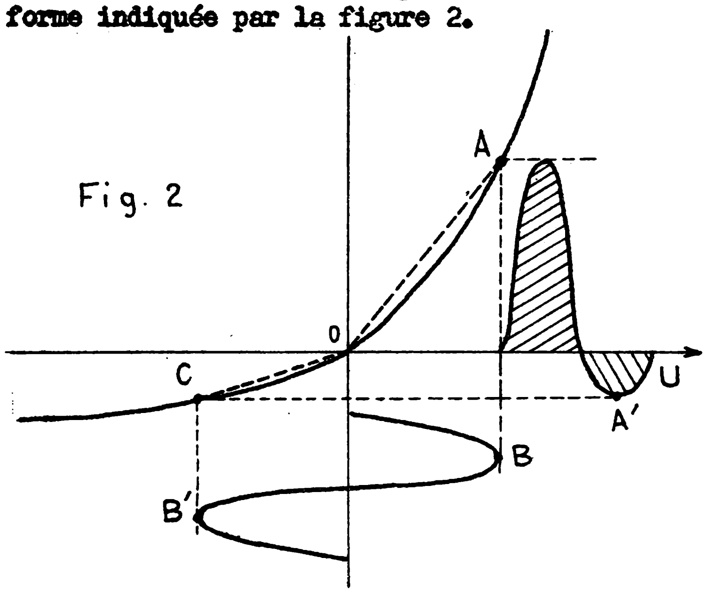


Fig. 2

Etablissons une différence de potentiel alternative aux bornes de ce systène.

A cette différence de potentiel d'amplitude $\frac{BB'}{2}$, et de valeur moyenne nulle, correspond le courant AA', ayant des alternances de valeurs inégales, du fait de la courbure différente des segments $0A$ et $0C$. On obtient ainsi, un courant périodique dont la valeur moyenne n'est <u>plus nulle.</u> Il y a apparition de courant <u>continu,</u> il y a <u>détection.</u>

La détection résulte donc, de la différence de courbure des segments considérés et sera d'autant plus complète, que cette différence sera plus marquée.

Cette différence, faible pour de petites amplitudes, ne devient importante que pour de grandes amplitudes de la tension appliquée.

On peut, par une polarisation continue préalable, amener le point de fonctionnement initial (en l'absence de tension alternative appliquée), à l'endroit voulu, située dans la région la plus courbée de la caractéristique.

2. DETECTION QUADRATIQUE - DETECTION LINEAIRE

La courbe caractéristique $I = f(U)$ des détecteurs utilisés, se compose habituellement de deux parties rectilignes réunies par une petite courbe, plus ou moins prononcée et plus ou moins longue.

Suivant que le signal appliqué fait sortir ou non le point de fonctionnement de la région courbe, on aura deux modes de détection, le même détecteur pouvant fonctionner de l'une ou l'autre manière, suivant l'amplitude du signal à détecter.

2.1. DETECTION QUADRATIQUE

Supposons que le point de fonctionnement ne sorte pas de la partie coudée de la caractéristique et que cette partie coudée puisse être représentée, avec une approxiamation suffisante par une parabole d'équation :

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad ,$$

Si nous avons $u = U \sin \omega t$ il vient :

$$i = a_0 + a_1 U \sin \omega t + a_2 U^2 \sin^2 \omega t$$

Or on sait que :

$$\cos 2a = 1 - 2 \sin^2 a \quad ,$$

d'où

$$\sin^2 a = \frac{1 - \cos 2a}{2}$$

On a alors en remplaçant

$$i = a_0 + \frac{a_2 U^2}{2} + a_1 U \sin \omega t - \frac{a_2 U^2}{2} \cos 2 \omega t \qquad (1)$$

C'est la variation d'intensité continue $\frac{a_2 U^2}{2}$ qui constitue l'effet utile (courant détecté).

Le fait que ce courant détecté soit proportionnel à U^2 fait appeler ce mode de détection, "détection quadratique".

Ce courant est d'autant plus fort que α_2 est plus grand. Or, le coefficient α_2 caractérise la courbure. Il faudra donc travailler dans une région très courbée.

L'expression (1) montre, qu'en plus, le courant résultant contient un terme en ω et un terme en 2ω, c'est-à-dire de fréquence double. Ce mode de détection fait apparaître l'harmonique deux, avec une amplitude souvent importante.

2.2. DETECTION LINEAIRE

Quand on a affaire à de fortes amplitudes de signal, le point de fonctionnement pénètre profondément dans les régions rectilignes de la caractéristique, et l'influence du coude devient négligeable par rapport aux parties droites.

On peut alors considérer que la caractéristique se compose de deux demi-droites de pente K et K' avec $K' < K$ (Fig. 3).

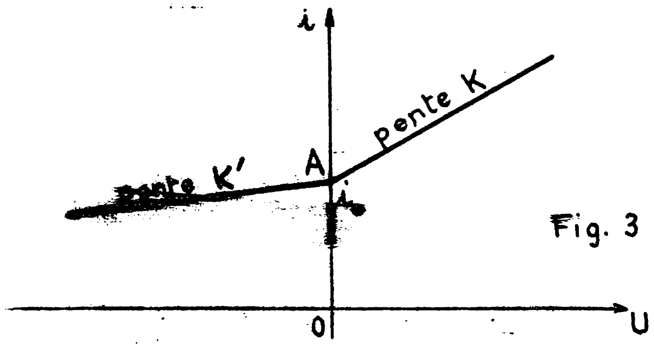


Fig. 3

Pour $u > 0$, on a $i = i_0 + Ku$

Pour $u < 0$, on a $i = i_0 + K'u$

On démontre alors que, dans ce cas, le courant détecté a pour intensité :

$$i = \frac{K - K'}{\pi} \times U$$

U étant l'amplitude de la tension appliquée.

Le courant est proportionnel à la tension d'où le nom de détection <u>linéaire</u>. En outre, il dépend de la différence $K-K'$, d'où l'intérêt à avoir une différence des pentes aussi grande que possible.

Dans ce mode de détection, il n'y a pas de création d'harmoniques.

3. *DIFFERENTS TYPES DE DETTECTEURS. DETECTION DIODE. DETECTION TRIODE.*

Les différents montages de détecteurs utilisent actuellement :
- soit des tubes électroniques : diode ou triode,
- soit des redresseurs secs (diodes).

Nous allons étudier successivement ces différents systèmes.

3.1. DETECTION DIODE

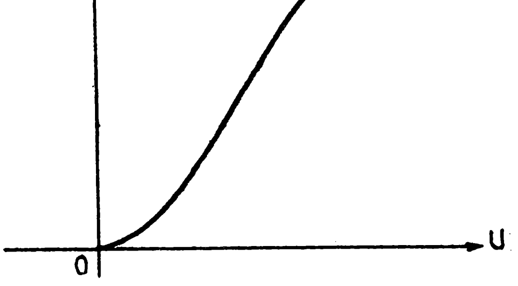


Fig. 4

En examinant les caractéristiques du tube diode, figure 4, on s'aperçoit que

ce tube pourra être utilisé comme détecteur soit quadratique, (faibles signaux), soit linéaire (signaux forts). La diode est le plus simple des tubes à vide et son rôle consiste toujours à détecter où à redresser un courant alternatif.

3.1.1. - MONTAGE REDRESSEUR SIMPLE

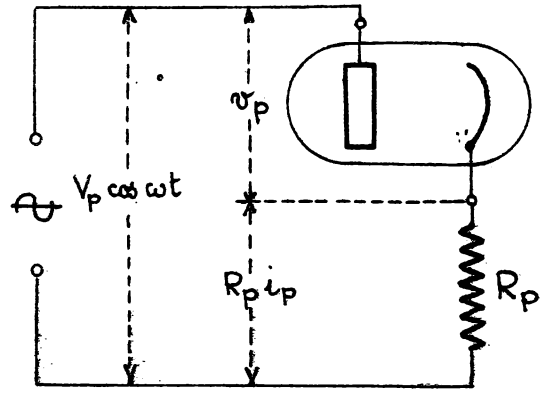


Fig. 5

Considérons une source alternative $V_p \cos \omega t$ alimentant une diode de résistance interne R_i, à travers une résistance R_p (fig. 5).

Pendant les alternances qui rendent v_p (tension aux bornes de la diode) négatif, il ne passe aucun courant, et $i_p = 0$.

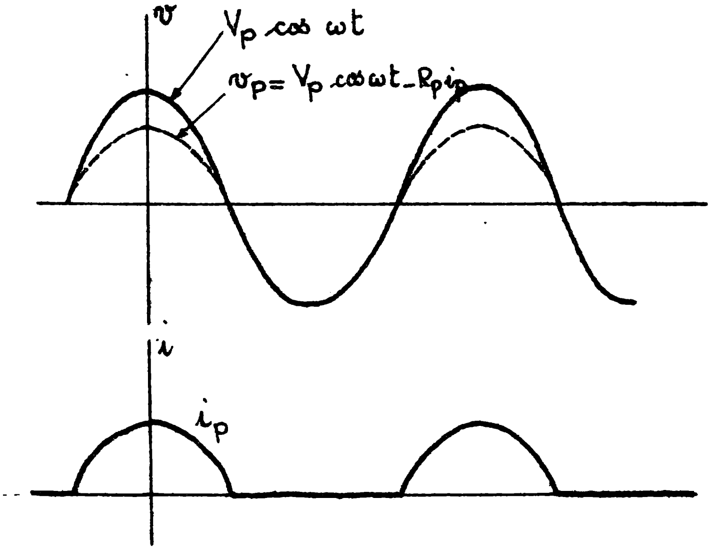
Pendant les alternances qui rendent v_p positif, le courant passera, ayant à satisfaire à la fois à deux relations :

a) dans la diode : $i_p = f(v_p)$,

b) dans le circuit extérieur :

$$v_p = V_p \cos \omega t - R_p . i_p .$$

Les allures de v_p et i_p sont données par la figure 6.



Courant et tension dans une diode avec résistance de charge R_p

Fig. 6

Le courant est redressé, mais pulsatoire, et loin d'être continu.

Sa valeur moyenne est évidemment très inférieure à sa valeur maximum. Si nous considérons le cas d'amplitudes assez grandes, la détection est linéaire et l'on a :

$$i_p = \frac{v_p}{R_i}$$

soit encore :

$$i_p = \frac{V_p \cos \omega t - R_p i_p}{R_i}$$

ce qui donne

$$i_p = \frac{V_p \cos \omega t}{R_p + R_i}$$

On démontre alors, que le courant redressé moyen a pour valeur :

$$I_{p_0} = \frac{V_p}{\pi [R_p + R_i]} .$$

Ce qui nous donne, pour la tension redressée moyenne qui apparaît aux bornes de la résistance d'utilisation R_p :

$$V_{p_0} = R_p \times I_{p_0}$$

Soit :

$$V_{p_0} = \frac{V_p}{\pi \left[1 + \frac{R_i}{R_p} \right]}$$

On voit que, même dans le cas le plus favorable où $R_p \gg R_i$, la tension redressée ne sera jamais supérieure à :

$$V_{p_0} = \frac{V_p}{\pi} \qquad \text{soit} \qquad 0{,}31\ V_p$$

L'obtention d'une aussi faible valeur est due au fait que le courant est nul pendant la moitié de temps.

Pour améliorer le résultat et accroître la régularité du courant, ainsi que la valeur utile V_{p_0} , on peut :

- Associer plusieurs diodes à fonctionnement déphasé ,

- Mettre en shunt sur R_p, un "condensateur réservoir".

3.1.2. - MONTAGE REDRESSEUR A "CONDENSATEUR RESERVOIR" (figure 7).

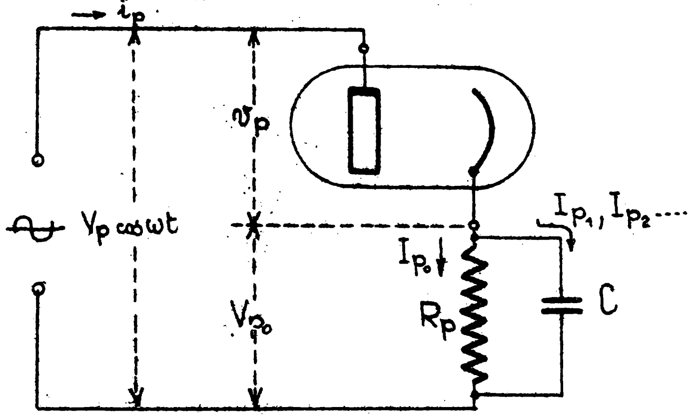


Fig. 7

Ajoutons aux bornes de R_p , une forte capacité C . Elle va se charger pendant les alternances positives où la diode débite et absorbe les pointes de courant.

Par contre, pendant les alternances négatives, elle se déchargera dans R_p et restituera la charge emmagasinée en prolongeant le courant dans R_p . D'où un effet de régulation et d'augmentation du débit, exactement comme avec un "réservoir".

On peut dire aussi que l'on change le rapport entre les différentes composantes du courant i_p en rendant sélective l'impédance de charge. En effet, tandis que la composante moyenne I_{p_0} (courant continu) continue à s'écouler dans R_p seul, les composantes I_p , I_{p_1} I_{p_2}, etc... (harmoniques), passent très librement, presque sans chute de tension dans la capacité C, C'est pourquoi la tension continue aux bornes de R_p varie peu autour de la valeur :

$$V_{p_0} = R_p \cdot I_{p_0}$$

Cet effet de régulation sera d'autant plus marqué que C sera plus grand, ou plus précisement que la constante de temps $C \cdot R_p$ sera grande devant la période $\frac{2\pi}{\omega}$, ce qui se conçoit aisément. En effet, il ne faut pas que le condensateur ait le temps de se décharger pendant l'alternance qui rend v_p négatif.

Les courbes de la figure 8 représentent les différentes allures des courants et des tensions de ce montage.

On peut déterminer exactement les valeurs de V_{p_0} et I_{p_0} par une méthode graphique précise, mais très longue. Il est généralement suffisant de s'en tenir à un calcul algébrique approché. Nous n'aborderons pas ces différents points qui sont en dehors du cadre de ce cours.

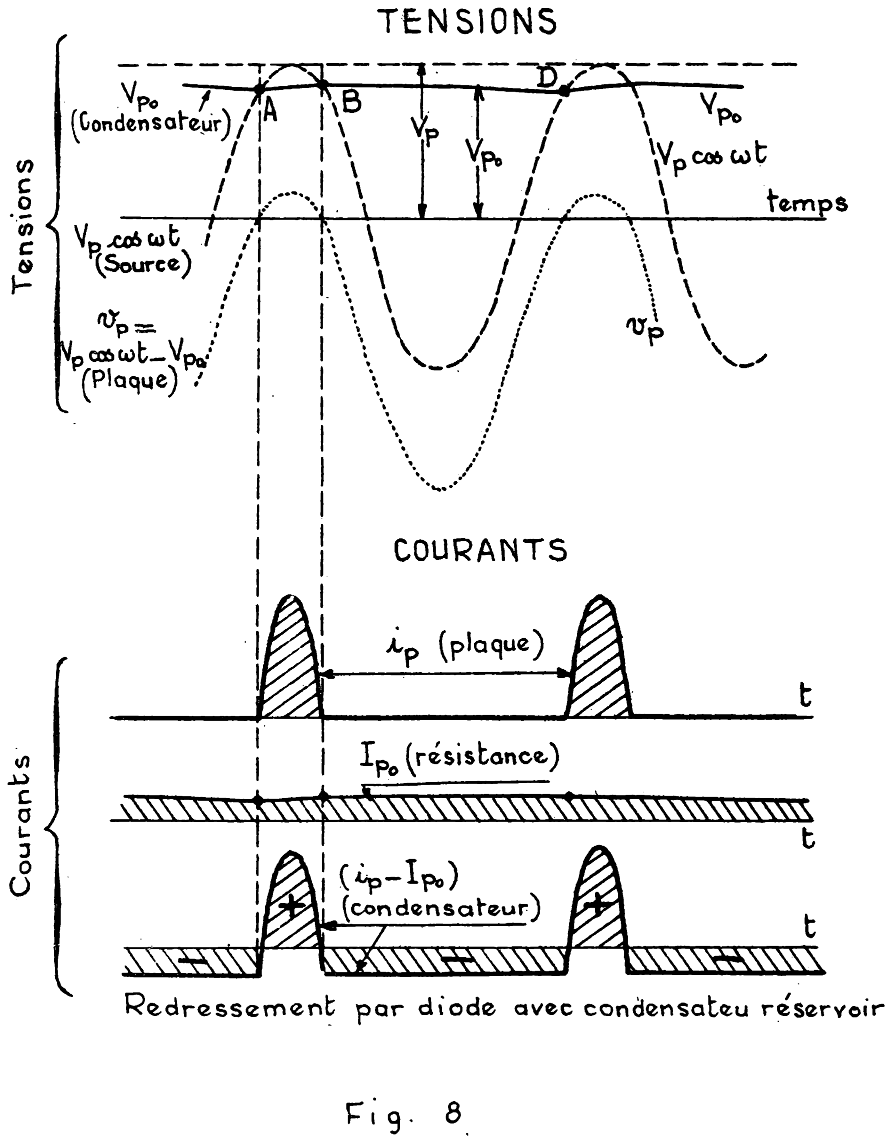


Fig. 8

3.2. DETECTION PAR TUBE TRIODE

Dans les montages détecteurs utilisant des triodes, on distingue deux sortes de détection :

- la détection par courbure caractéristique de plaque
- la détection par courbure de caractéristique de grille.

3.2.1. - DETECTION PAR COURBURE DE CARACTERISTIQUE "PLAQUE"

La forme des courbes $I_p = f(v_g)$ pour $V_p = C^{te}$, permet d'utiliser le coude inférieur de ces courbes pour la détection. Ce coude s'étend sur 1 ou 2 volts, ce qui détermine une détection quadratique, sauf pour de grandes amplitudes.

Le montage utilisé est donné par la figure 9.

On choisit une valeur de V_{p_0} pour que le coude de la caractéristique se trouve dans les régions négatives du potentiel de grille, et on polarise la grille par $-V_{g_0}$,

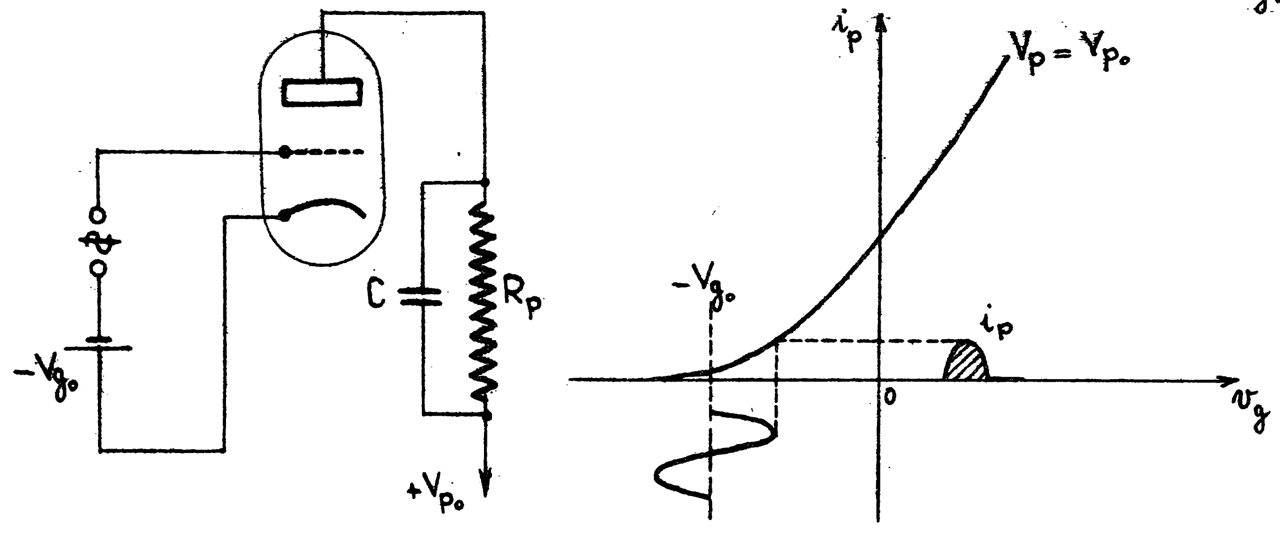


Fig. 9

de telle sorte que le point de fonctionnement se trouve le plus près possible de la naissance du courant de plaque. De la sorte, le système n'apporte aucune charge au circuit sur lequel il est connecté.

Par contre ce montage, peu sensible, n'est plus employé dans les appareils modernes. L'impédance de charge est shuntée par un condensateur dont l'influence est la même que pour la diode.

Ce montage est un exemple de ceux où le courant alternatif et le courant détecté se manifestent dans des circuits différents.

3.2.2. - DETECTION PAR COURBURE DE CARACTERISTIQUE "GRILLE"

La caractéristique $I_g = f(v_g)$ se prête bien à la détection, du fait de son coude très brusque au voisinage de 0. La détection est presque toujours linéaire sauf pour de très petites amplitudes. Les courants obtenus sont très faibles et on utilise un montage qui permet d'utiliser dans le circuit de plaque, la détection obtenue par la grille. A la tension alternative appliquée correspond un courant qui provoque une chute de tension dans une résistance placée dans le circuit de grille. Cette chute de tension continue fait varier le potentiel de grille, et par conséquent, le courant plaque. On profite donc ainsi du pouvoir amplificateur du tube triode.

On voit donc que les deux fonctions, détection et amplification, sont indépendantes et peuvent être étudiées séparément.

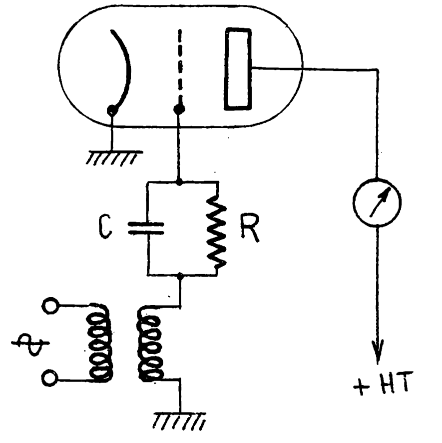


Fig. 10 A

La figure 10 A donne le schéma théorique du montage employé. Ce schéma peut être modifié selon la figure 10 B sans rien changer au fonctionnement.

Le phénomène de détection s'explique de la même manière que dans le cas de la diode avec condensateur réservoir.

La complication introduite vient de ce que l'on applique à la grille la composante continue moyenne $-V_{g_0}$, qui agit comme une polarisation négative, croissante avec l'amplitude du signal.

En effet, en l'absence d'oscillation, le potentiel de grille est nul.

Ensuite, comme dans le montage "diode", il y a les phénomènes de charge et décharge du condensateur et le potentiel de grille devient de plus en plus négatif. Au bout de quelques oscillations, le potentiel se fixe à une valeur moyenne très peu différente de $-V_{g_0}$, et le courant ne passe que pendant les pointes très courtes du signal.

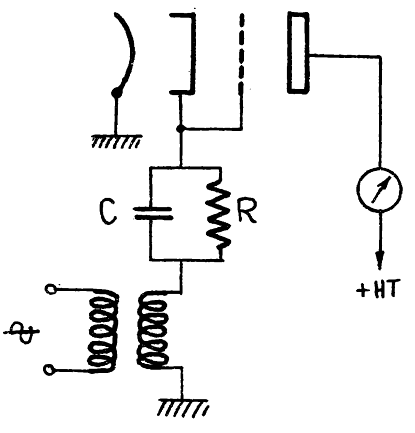
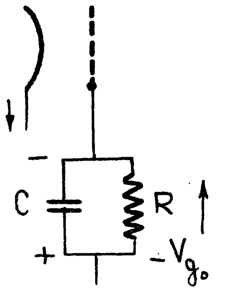
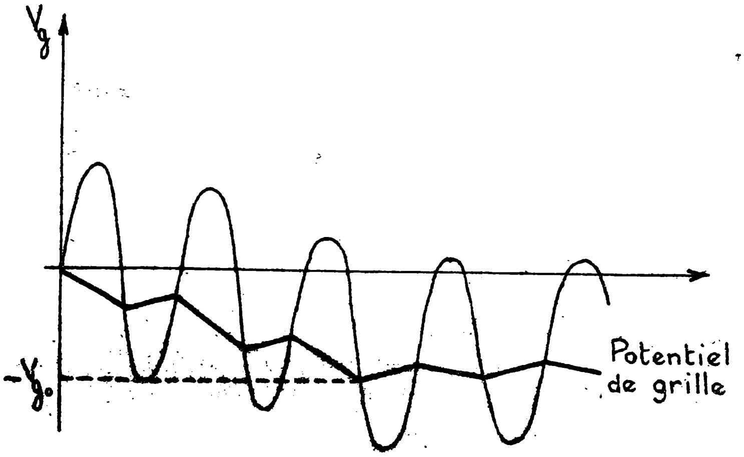


Fig. 10 B





La capacité C doit être assez grande devant la capacité C_{gf} du tube triode. Cependant, il importe que la constante de temps CR ne soit pas trop élevée, tout en étant grande devant $\frac{2\pi}{\omega}$, période du courant à détecter.

La résistance R doit être fixée par la valeur du potentiel de grille à atteindre, mais on doit éviter que le potentiel de grille devienne trop négatif, car un phénomène de détection "plaque" viendrait se superposer à la détection "grille".

3.2.3. - VOLTMETRE DE CRETE

On a besoin, pour certaines applications, d'appareils de mesure qui indiquent les pointes d'un signal dont l'amplitude varie rapidement dans le temps. Ces appareils sont appelés voltmètre de crête (ou à maximum) et utilisent le principe de la détection diode.

Dans ces montages, la résistance R a été supprimée, mais il existe cependant aux bornes de C, une résistance très élevée : la résistance d'isolement grille-cathode.

Le condensateur sera chargé par les impulsions du courant de grille, mais sa décharge étant très lente, l'aiguille du galvonomètre inséré dans le circuit plaque ne reviendra au repos que très lentement.

Si une pointe d'amplitude dure assez longtemps pour charger le condensateur, (de l'ordre de 0,02 seconde), le courant de plaque gardera la valeur correspondant à l'amplitude de la pointe pendant un certain temps après qu'elle aura disparu.

Ces appareils sont très utilisés au Service des Lignes à Grande Distance pour les mesures sur les "Radio-Circuits" transmettant la modulation aux émetteurs de Radiodiffusion.

3.3. MONTAGES UTILISANT DES REDRESSEURS SECS

Les redresseurs secs sont des diodes, et le phénomène de détection ou de redressement, a lieu de la même façon qu'avec les tubes diodes (voir paragraphe 3.1.)

Ils sont actuellement de plus en plus utilisés et remplacent les tubes dans beaucoup d'applications. Ces redresseurs sont étudiés dans le chapitre suivant.

CHAPITRE VI

LES REDRESSEURS SECS

1. PRINCIPE

Les redresseurs secs, corps ne suivant pas la loi d'Ohm, utilisent la propriété "redresseuse") que possède la jonction d'un métal et d'un oxyde (Cu et Cu 0) ou d'un métal et d'un "semi-conducteur) (germanium ou silicium).

L'explication théorique <u>rigoureuse</u> d'un tel phénomène fait intervenir des notions de physique des solides qui dépassent le cadre de ce cours. Cependant, dans le chapitre consacré aux "semi-conducteurs", une explication, la plus simple et la plus "physique" possible, de ce phénomène sera exposée.

D'une façon générale, le fonctionnement de ces redresseurs s'explique par la formation, à la jonction des substances, d'une "couche d'arrêt" extrêmement mince, présentant une résistance différente au courant suivant le sens de celui-ci.

2. CARACTERISTIQUES GENERALES

D'une façon plus précise, si on applique une tension continue U aux bornes d'un redresseur sec, on constate que ce dernier est traversé par un courant I qui dépend :

1°) de la valeur de la tension U

2°) du sens de cette tension. On distingue le sens <u>direct</u> (passant) et le sens <u>inverse</u> (bloquant)

3°) de la température T

4°) de la pression de contact (pour certain type de redresseurs)

5°) du vieillissement du redresseur

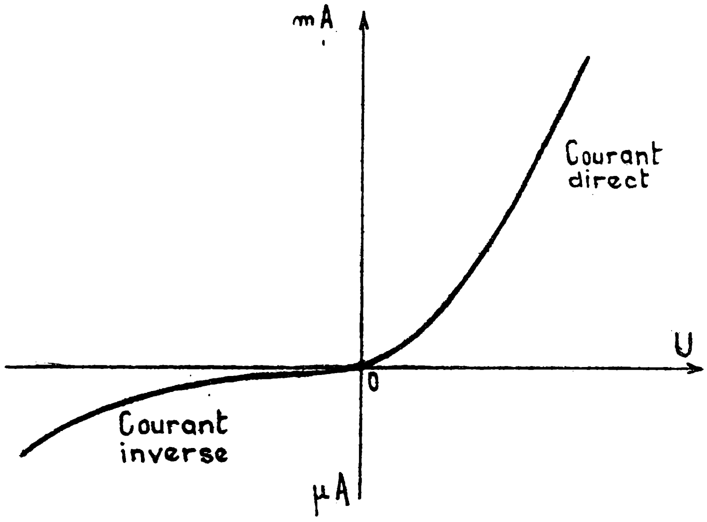


Fig. 1

Les caractéristiques "directes" et "inverses" d'un redresseur ont l'allure générale donnée par la figure 1. On peut pratiquement admettre, en première approximation, que la courbe caractéristique se compose de deux demi-droites partant de l'origine, celle qui correspond au courant inverse se confondant presque avec l'axe des abscisses, l'autre faisant avec cet axe un angle assez peu différent de $\frac{\pi}{2}$ (figure 2).

On est amené par conséquent à définir :

- une <u>résistance directe</u> R_d, faible, de quelques dizaines d'ohms.

- une <u>résistance inverse</u> R_i, très élevée, de quelques dizaines de milliers d'ohms à plusieurs mégohms suivant les types de redresseurs.

Le rapport $n = \sqrt{\frac{R_i}{R_d}}$, qui présente une importance capitale dans toutes les applications des redresseurs secs, doit être le plus élevé possible et varier le moins possible avec la température.

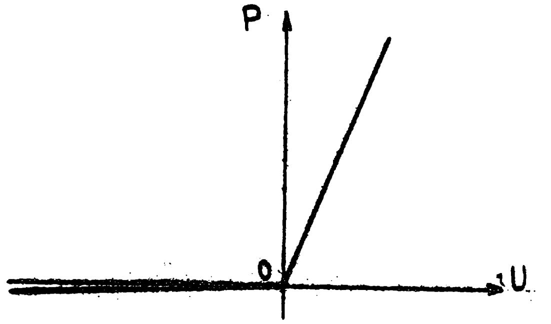


Fig. 2

La résistance inverse reste à peu près constante quand la tension appliquée varie. Par contre la résistance directe varie beaucoup ; très grande pour de faibles valeurs de la tension, elle diminue très rapidement quand la tension augmente pour atteindre ensuite une faible valeur à peu près constante figure 3.

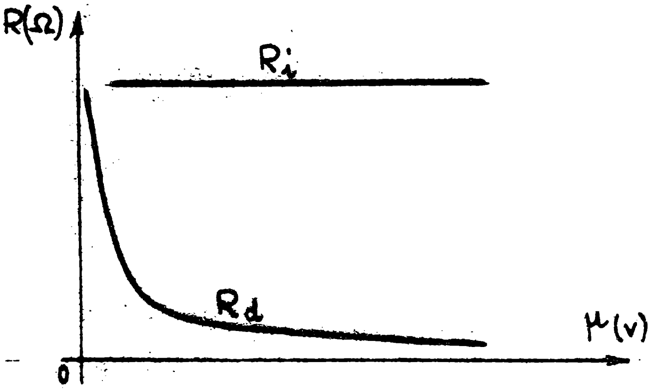


Fig. 3

2.1. ROLE ECRETEUR

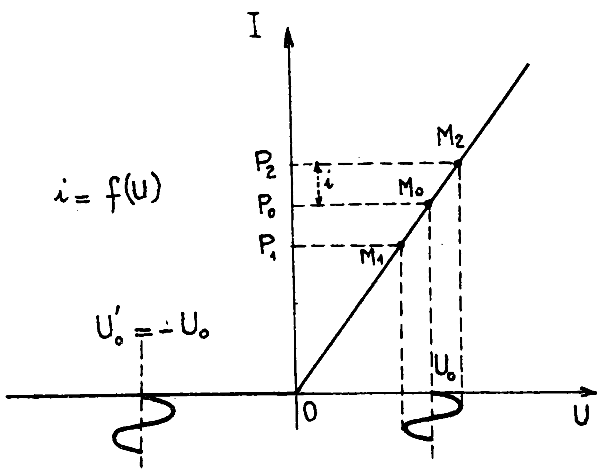
Cette propriété de la résistance directe est utilisée quand les redresseurs secs jouent un rôle "<u>écrêteur</u>". On conçoit aisément en effet que, si un ensemble de redresseurs secs est connecté en dérivation aux bornes d'un réseau, l'impédance qu'il présente aux signaux faibles étant très grande son influence est négligeable.

Par contre si l'amplitude du signal appliqué augmente, la résistance directe de l'ensemble de redresseurs diminue et shunte ainsi le réseau, limitant ainsi l'amplitude du signal effectivement appliquée à une valeur fixée.

D'autre part si cet ensemble de redresseurs secs est connecté en <u>série</u> avec un réseau, pour des signaux de faible amplitude l'impédance de l'ensemble "redresseurs + réseaux" est très grande et pour les signaux de grande amplitude l'impédance de l'ensemble se réduit à celle du seul réseau.

Nous reviendrons sur cette propriété des redresseurs secs en étudiant la signalisation à fréquence basse sur les circuits.

2.2. REDRESSEURS POLARISES



Considérons la caractéristique simplifiée $I = f(U)$ d'un redresseur sec, et polarisons ce redresseur sous une tension continue U_0 (correspond à un point de fonctionnement M_0). Superposons à cette tension continue une tension alternative d'amplitude $u \ll U_0$; le point de fonctionnement se déplace entre les deux valeurs M_1 et M_2. On voit donc que le redresseur sec (ou la "cellule" redresseuse) polarisé convenablement dans le sens passant, se comporte pour des signaux alternatifs de <u>faible amplitude</u>, comme une simple résistance de valeur $\frac{u}{i} = \frac{1}{p}$, si on appelle p la pente de la caractéristique considérée. Si par contre, nous polarisons le redresseur sous une tension $U'_0 = -U_0$, elle sera complètement bloquée et représentera aux signaux alternatifs de <u>faible amplitude</u> une très grande impédance.

Cette très importante propriété des cellules redresseuses sera utilisée pour réaliser les modulateurs employés dans la technique des systèmes de téléphonie par courants porteurs.

3. PRINCIPAUX TYPES REDRESSEURS SECS UTILISES

Les types de redresseurs secs utilisés actuellement sont :

a) les redresseurs à oxyde de cuivre. (cuproxydes)
b) les redresseurs au germanium
c) les redresseurs au silicium.

3.1. REDRESSEURS "CUPROXYDES"

Ces redresseurs sont réalisés en oxydant, sur une de leurs faces, des rondelles de cuivre ne contenant aucune des impuretés pouvant nuire à la fabrication des redresseurs.

Cette oxydation a pour but de produire une mince pellicule d'oxyde cuivreux Cu^2O. Elle est suivie de différents traitements ayant une influence capitale sur les caractéristiques futures du redresseur.

Les difficultés d'utilisation de ce type de redresseur sec sont dûes :

- à la capacité qui se trouve en shunt sur le redresseur et qui, atteignant plusieurs milliers de picofarads, limite son utilisation à des fréquences ne dépassant pas quelques centaines de kilocycles.
- à l'instabilité des caractéristiques en fonction de la température et du vieillissement.

Le tableau suivant donne, pour une cellule Westinghouse type Mi 5 M 14, les caractéristiques dans le sens inverse, capacité et résistance R_i, relevées pour des tensions inverses de 0,5 et 1 volt.

Tension inverse	$\theta = 20°$ C		$\theta = 50°$ C	
	Cpf	$R_i (\Omega)$	Cpf	$R_i (\Omega)$
0,5	1300	165000	1345	68000
1	1070	160000	1115	66000

Le rapport $\frac{R_i}{R_d}$ à la température ambiante où $R_i \# 150.000$ ohms et $R_d \# 75$ ohms, est de l'ordre de 200, soit pour la valeur

$$n = \sqrt{\frac{R_i}{R_d}} \# 45$$

ce qui est une valeur assez faible qui diminue de moitié quand la température atteint 50° C.

3.2. REDRESSEURS AU GERMANIUM

Ces redresseurs sont du type à pointe. Ils sont généralement constitués d'une pointe métallique obtenue à partir d'un fil de platine ruthénié dont l'extrémité s'appuie sur une pastille de germanium monocristal de type N). Le fil, mis en forme de S pour obtenir une certaine élasticité, permet de conserver une pression suffisante sur la pastille de germanium.

L'ensemble est, soit scellé sous une enveloppe de verre d'où sortent des connexions, soit monté dans des cartouches isolantes et étanches de types différents.

Les caractéristiques de ces redresseurs présentent une amélioration par rapport à celles des "cuproxydes".

- capacité stable de l'ordre de 1 picofarad permettant l'utilisation des cellules à des fréquences atteignant plusieurs mégacycles/seconde.

- légère augmentation du rapport $\frac{R_i}{R_d}$ qui donne pour $n = \sqrt{\frac{R_i}{R_d}}$ une valeur comprise entre 50 et 100 pour les cas pratiques, et ce jusqu'à une température de 50° C.

Cette augmentation est dûe principalement à l'augmentation de la résistance inverse Ri.

3.3. REDRESSEURS AU SILICIUM

Ces redresseurs, introduits récemment dans les équipements de transmission, se classent en deux types suivant leur mode de fabrication :

- redresseur au silicium à "pointe soudée"
- redresseur au silicium "par alliage"

3.3.1. - <u>REDRESSEURS AU SILICIUM A "POINTE SOUDEE"</u>

L'extrémité d'un fil d'aluminium mise en contact avec un petit disque de silicium (type N), est soudée sur ce disque par la décharge électrique d'un condensateur. Les caractéristiques de ce redresseur présentent une nette amélioration par rapport à celles des redresseurs au germanium et à fortiori sur celles des cellules "cuproxydes".

On mesure pour une tension inverse de 1 volt :

- une capacité inférieure à 1 pf
- une résistance inverse <u>supérieure à 20 mégohms.</u>

Cette dernière particularité permet d'atteindre pour $n = \sqrt{\frac{R_i}{R_d}}$ des valeurs comprises entre 10^3 et 10^4.

3.3.2. - <u>REDRESSEURS AU SILICIUM PAR "ALLIAGE"</u>

Pour ces redresseurs, le fil d'aluminium est soudé au disque de silicium par chauffage dans un four électrique. Les redresseurs au silicium par "alliage" permettent le passage de courants directs plus intenses que les redresseurs à pointe soudée, et présentent des caractéristiques identiques avec toutefois une capacité un peu plus élevée.

4. *UTILISATION DES REDRESSEURS SECS. SCHEMAS DE MONTAGE :*

Les redresseurs secs, en plus de leur utilisation comme écrêteurs et dans les modulateurs, sont employés sans polarisation comme redresseurs et détecteurs. Du fait même de la forme des caractéristiques $I = f(U)$, la détection est pratiquement linéaire,

sauf pour de très faibles signaux. On les utilise dans les appareils de mesure à lecture directe car ils sont stables et donnent des appareils simples, robustes et peu coûteux. On doit prévoir, surtout avec les cuproxydes, une compensation de l'étalonnage en fonction de la température.

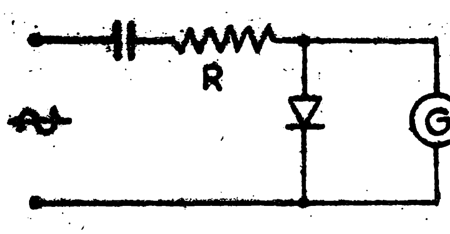
4.1. MONTAGES UTILISES

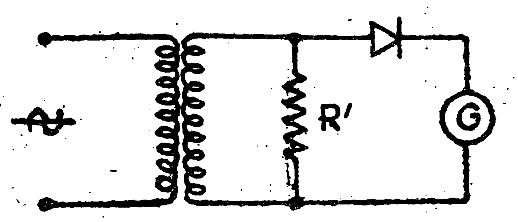
Dans les montages employés on cherche en général :

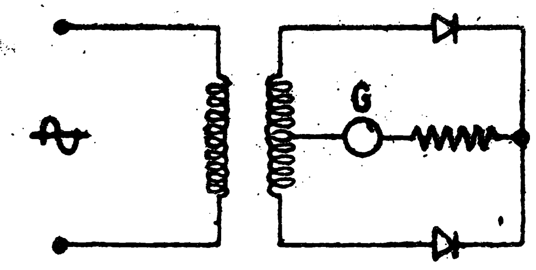
1°) à séparer le trajet du courant continu redressé de celui du courant alternatif à redresser.

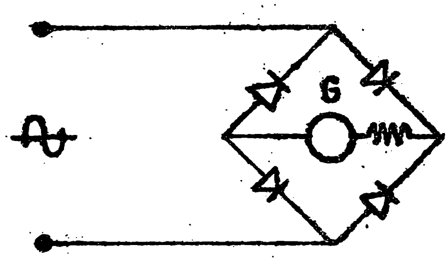
2°) à modifier le moins possible le courant ou la tension alternatifs à mesurer. En effet l'introduction de la cellule (élément non linéaire) dans un réseau change la forme du courant dans les autres impédances. On limite l'influence de la cellule en introduisant une résistance de grande valeur en série avec le redresseur ou en intercalant un tube électronique entre le signal à mesurer et le redresseur qui est alors monté dans le circuit plaque du tube.

Les schémas suivant résument les principaux montages utilisés :









CHAPITRE VII

LA MODULATION

1. *GENERALITES*

La modulation est une opération qui permet de déplacer la bande téléphonique vocale classique dans une bande de fréquences de même largeur, mais située à un endroit quelconque du spectre des fréquences.

La "modulation" ne peut évidemment se concevoir que si l'on sait réaliser la "démodulation".

1.1. DEFINITIONS

Une oscillation sinusoïdale (courant ou tension) est parfaitement définie quand on connaît :

- son amplitude
- sa fréquence (ou sa pulsation)
- sa phase

Cette oscillation est représentée par une expression de la forme :

$$i = A \sin[\Omega t + \varphi] \qquad (\Omega = 2\pi f)$$

On connaît la représentation vectorielle d'une grandeur sinusoïdale (figure 1)

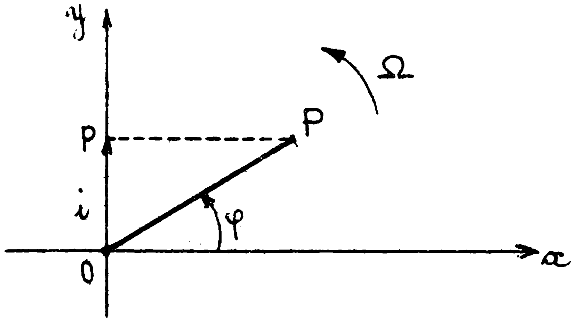


Fig. 1

Le vecteur $\overline{OP}$ tourne autours de 0 à une vitesse angulaire ω. Au temps $t=0$, il fait avec l'axe des abscisses un angle φ.

A chaque instant la projection de $\overline{OP}$ sur l'axe Oy représente la quantité i qui est appelée la "valeur instantanée" de la fonction représentative.

Moduler cette oscillation, c'est faire varier dans le temps, suivant une loi connue, une ou plusieurs de ses caractéristiques.

On pourra donc définir 3 sortes de modulations que l'on désignera par :

- la modulation d'amplitude
- la modulation de fréquence
- la modulation de phase

Dans la technique de la transmission par courants porteurs, sur câbles ou sur aériens, seule la modulation d'amplitude est utilisée.

Nous nous bornerons donc ici à sa seule étude, les modulations de fréquence et de phase, étroitement liées, étant étudiées dans le cours de "Faisceaux Hertziens".

2. MODULATION D'AMPLITUDE PURE

2.1. ETUDE MATHEMATIQUE

Considérons la fonction :

$$i = A \cos\left[\Omega t + \varphi\right] \qquad (1)$$

et faisons varier l'amplitude A autours d'une valeur moyenne A_o à la fréquence f (pulsation ω). Nous pouvons écrire :

$$A = A_o + a \cos \omega t$$
$$A = A_o\left[1 + \frac{a}{A_o} \cos \omega t\right]$$
$$A = A_o\left[1 + K_a \cos \omega t\right] \quad \text{en posant : } K_a = \frac{a}{A_o}.$$

K_a est appelé l'indice de modulation. C'est un nombre positif tel que

$$0 \leq K_a \leq 1$$

L'expression (1) devient alors

$$i = A_0 \left[1 + K_a \cos \omega t \right] \cos (\Omega t + \varphi)$$
$$= A_0 \cos(\Omega t + \varphi) + A_0 . K_a \cos \omega t . \cos(\Omega t + \varphi)$$

or nous savons que

$$\cos a . \cos b = \frac{1}{2} \left[\cos (a+b) + \cos (a-b) \right]$$

d'où il vient que :

$$i = A_0 \cos (\Omega t + \varphi) + \frac{1}{2} A_0 . K_a \cos (\Omega t + \omega t + \varphi) + \frac{1}{2} A_0 . K_a \cos (\Omega t - \omega t + \varphi)$$
$$i = A_0 \cos (\Omega t + \varphi) + \frac{1}{2} A_0 . K_a \cos \left[(\Omega + \omega) t + \varphi \right] + \frac{1}{2} A_0 . K_a \cos \left[(\Omega - \omega) t + \varphi \right] \quad (2)$$

L'expression (2) montre donc que, mathématiquement, l'onde modulée peut être considérée comme la somme de 3 ondes sinusoïdales d'amplitude constante :

- l'onde "porteuse" de fréquence F, d'amplitude A_0
- une onde de fréquence $F-f$, d'amplitude $\frac{A_0 K_a}{2}$, appelée "onde latérale inférieure"
- une onde de fréquence $F+f$, d'amplitude $\frac{A_0 K_a}{2}$, appelée "onde latérale supérieure"

Cependant il faut insister sur le fait extrêmement important que cette décomposition n'est pas seulement le résultat d'un développement mathématique. Ces trois ondes ont une signification physique, car elles existent réellement. On peut, au moyen de filtres appropriés, les séparer les unes des autres. En résumé, on peut dire que la modulation d'une fréquence F par une fréquence f, correspond physiquement à l'émission des trois fréquences : $F-f$, F, $F+f$.

2.2. BANDES LATERALES

Dans la pratique de la transmission téléphonique, l'onde modulatrice f n'est pas représentée par une fréquence unique mais est constituée par un ensemble d'ondes sinusoïdales comprises entre deux fréquences limites f_1 et f_2. $(f_1 < f_2)$

A chaque fréquence f, comprise entre f_1 et f_2, correspondront deux fréquences $F \pm f$. Il est clair que l'onde modulée se composera alors de :

- l'onde porteuse F
- une bande latérale inférieure allant de $F - f_2$ à $F - f_1$
- une bande latérale supérieure allant de $F + f_1$ à $F + f_2$

On voit dès lors apparaître le déplacement, dans le spectre des fréquences, de la bande téléphonique f_1/f_2, d'une quantité égale à la valeur de F.

La bande latérale supérieure est dite "directe", parce qu'à la fréquence la plus basse émise avant modulation correspond la fréquence la plus basse émise après modulation.

La bande latérale inférieure est dite "inverse", parce qu'à la fréquence la plus basse émise avant modulation correspond la fréquence la plus élevée émise après modulation.

2.3. DEMODULATION

Démoduler, c'est restituer à partir de l'onde modulée la loi de variation imposée au départ à l'onde porteuse.

Il nous suffira d'appliquer le procédé simple de la modulation d'amplitude

- soit aux deux fréquences latérales et à la fréquence porteuse
- soit à une fréquence latérale et à la fréquence porteuse

En effet, à titre d'exemple, considérons la fréquence latérale inférieure $F-f$ et la fréquence porteuse F. Appliquons à ces deux ondes la loi de modulation, nous aurons :

$$F-(F-f) \, , \quad F \, , \quad F+(F-f)$$

soit :

$$f \, , \quad F \, , \quad 2F-f$$

Un simple filtre nous permettra de séparer f qui représente bien la fréquence modulatrice de départ. Il est évident que tout se passe de même si, au lieu d'une seule fréquence nous avions une bande latérale. On obtiendrait sans difficulté, non plus f, mais la bande f_1/f_2.

3. TRANSMISSION MODULEE

La modulation d'amplitude occupe une bande de fréquence qui va de $F-f_2$ à $F+f_2$, soit une largeur de bande de $2f_2$.

Etant donné que l'on a vu qu'il suffisait d'une seule bande latérale pour restituer la bande téléphonique initiale, il est clair qu'un gain appréciable de place dans le spectre des fréquences sera obtenu en ne transmettant en ligne après modulation, qu'une seule bande latérale.

De plus, le courant porteur possède l'amplitude principale parmi les produits de modulation. On réduira donc d'une manière considérable, la puissance à transmettre en ligne, en supprimant le porteur de la transmission. On évitera ainsi les surcharges des amplificateurs intermédiaires et on diminuera les risques de diaphonie, par création d'harmoniques dans ces mêmes amplificateurs.

Par contre, comme la fréquence porteuse F est indispensable pour assurer la démodulation, il importera de reproduire en local, à l'extrémité de la transmission, cette fréquence porteuse F. Cette reproduction devra être extrêmement précise, afin d'éviter des distorsions inadmissibles.

La suppression du courant porteur permet en outre, de réduire de moitié les variations de l'équivalent de la transmission en téléphonie modulée, quand l'affaiblissement de la ligne varie.

4. PROCEDES DE MODULATION. MODULATION PAR INVERSION

Dans la technique des Radio communications, la modulation est réalisée au moyen de tubes électroniques employés judicieusement.

On distingue avec les montages utilisant des tubes électroniques :

- la modulation "quadratique"
- la modulation "linéaire"

Nous n'insisterons pas davantage sur ces procédés de modulation avec tubes qui ne sont pas ou plus employés dans la technique des Télécommunications par systèmes à courants porteurs sur câble.

4.1. MODULATION PAR INVERSION

4.1.1. - PRINCIPE

L'inversion à la cadence du courant porteur F, d'un courant sinusoïdal de fréquence f donne un phénomène de modulation.

Le procédé le plus simple de réalisation consiste, par exemple, à croiser périodiquement les fils au moyen d'un commutateur (figure 2).

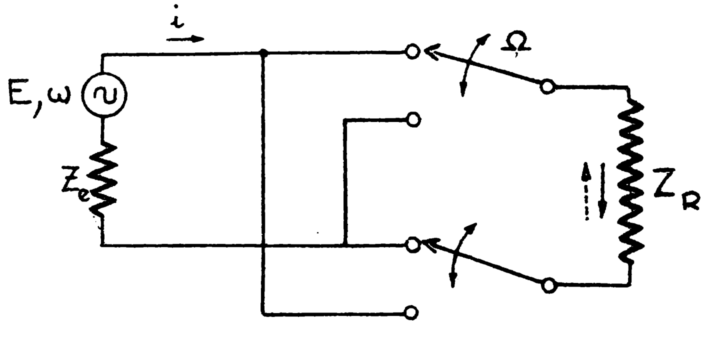


Fig. 2

4.1.2. - CALCUL DES PRODUITS DE MODULATION

Considérons la source de f.é.m. sinusoïdale (pulsation ω) E et d'impédance interne Z_e qui débite sur l'impédance Z_r.

Le courant est périodiquement inversé à la cadence $T = \frac{1}{F}$ au moyen du commutateur indiqué sur la figure 2. Le courant I aura pour valeur :

$$I = \left| \frac{E}{Z_e + Z_r} \right|$$

A chaque instant, le courant obtenu pourra s'écrire :

$$i = I \sin \omega t \times f(t) \qquad (1)$$

La fonction $f(t)$ prend les valeurs $+1$ et -1 à la cadence $T = \frac{2\pi}{\Omega}$ (fig. 3).

Le courant dans l'impédance Z_R aura l'allure indiquée sur la figure 4.

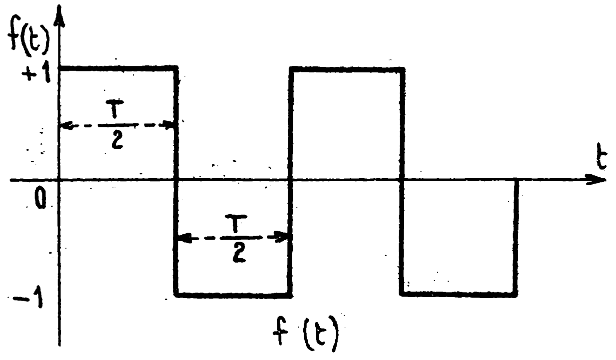


Fig. 3

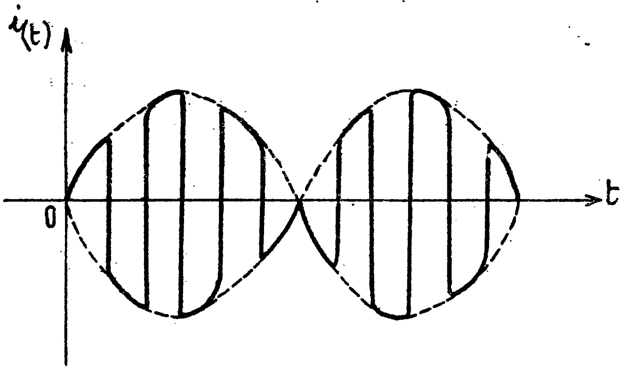


Fig. 4

La fonction $f(t)$ peut s'exprimer grâce au développement en série de FOURIER au moyen des lignes trigonométriques de Ω et de ses multiples. On a :

$$f(t) = \frac{4}{\pi}\left[\sin \Omega t + \frac{1}{3}\sin 3\Omega t + \frac{1}{5}\sin 5\Omega t + \dots\right]$$

En remplaçant $f(t)$ par sa valeur dans (1) et en effectuant les transformations des produits de sinus, il vient :

$$i = \frac{2I}{\pi}\left[\cos(\Omega - \omega)t + \frac{1}{3}\cos(3\Omega - \omega)t + \dots\right] - \frac{2I}{\pi}\left[\cos(\Omega + \omega)t + \frac{1}{3}\cos(3\Omega + \omega)t + \dots\right]$$

On constate donc que ce courant contient une série de composantes de fréquences $\Omega \pm \omega$, $3\Omega \pm \omega$, etc.....

On obtient donc un effet de modulation, mais avec ceci de particulier que le courant obtenu ne contient <u>ni la fréquence modulatrice f, ni la fréquence porteuse F.</u>

Il y a par contre, une infinité de bandes latérales, mais seule l'amplitude des deux premières $(F \pm f)$ est importante.

Cette amplitude est proportionnelle à l'amplitude du courant modulateur, et indépendante :

- de la fréquence du courant modulateur
- de l'amplitude du courant porteur.

Etant donné que l'on pourra toujours, au moyen de filtres appropriés, éliminer les bandes latérales parasites, on obtient pratiquement une modulation d'amplitude pure.

4.1.3. - GAIN DU MODULATEUR

On appelle gain en tension d'un modulateur la quantité :

$$g = \log_e \frac{\text{amplitude d'une fréquence latérale } F \pm f_i}{\text{amplitude de la fréquence modulatrice } f_i \text{ correspondante}}$$

Dans le cas d'une modulation par inversion, on aura :

$$g = \log_e \frac{\frac{2I}{\pi}}{I} = \log \frac{2}{\pi} = -0{,}45 \text{ néper}.$$

Le gain étant négatif, sera en fait, un affaiblissement. Ce modulateur idéal introduira donc, pour les composantes principales $F \pm f$, un affaiblissement constant (indépendant de la fréquence) égal à 0,45 néper.

4.2. REALISATION PRATIQUE DES MODULATEURS "A INVERSION"

Il est parfaitement évident qu'une commutation mécanique ne pourra donner des résultats corrects, quand une fréquence de fonctionnement élevée sera requise. On utilise uniquement des éléments statiques : les redresseurs secs.

En effet, nous avons vu que, suivant sa polarité, un redresseur sec oppose aux signaux alternatifs d'amplitude faible, tantôt une résistance très petite, tantôt une résistance très élevée. Pour simplifier, nous dirons que dans le sens "direct", la résistance est nulle et dans le sens "inverse", la résistance est infinie. Par conséquent, suivant sa polarité, un redresseur sec idéal coupe un circuit ou bien laisse passer le courant ; il peut être utilisé pour réaliser un commutateur statique sans inertie.

Le redresseur sec sera soumis aux deux tensions de fréquences F et f.

La tension porteuse de pulsation Ω jouera le rôle de la tension de polarisation (commande du commutateur). Son amplitude sera suffisante pour amener le point de fonctionnement dans la région rectiligne de la caractéristique "directe" et l'amplitude de la tension modulatrice (ω) devra rester faible devant celle du porteur, pour que le point de fonctionnement reste sur la partie rectiligne de la caractéristique.

4.2.1. - MODULATEUR EN ANNEAU

Réalisons au moyen de 4 cellules redresseuse rigoureusement semblables et de deux transformateurs aves secondaire à point milieu, le montage suivant :

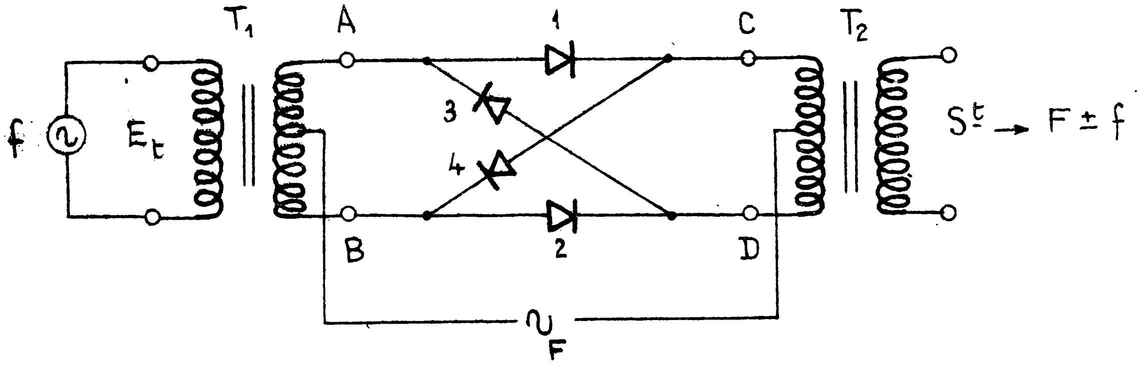


FIG. 5 : MODULATEUR EN ANNEAU A ALIMENTATION "DERIVATION"

Les diodes sont montées en treillis et constituent avec les deux transformateurs, un ensemble à trois accès :

- un accès pour la fréquence porteuse F appliquée entre les points au milieu des transformateurs,
- un accès E_t pour l'application des signaux de conversation d'amplitude très inférieure à celle du porteur,
- un accès S_t, sortie du modulateur où apparaissent les signaux modulés.

La source de courant porteur polarise les diodes du treillis, pendant chaque demi-période, soit deux diodes passantes (résistance faible) et deux diodes bloquantes (résistance très forte).

Les diodes 1-2 assurent la liaison des points A à C et B à D pendant une demi-période et les diodes 3-4 assurent la liaison des points A à D et B à C pendant l'autre demi-période.

Elles créent ainsi l'inversion de phase de la totalité de l'enroulement CD par rapport à l'enroulement AB. C'est cette inversion qui produit l'effet de modulation voulu.

Dans ce montage, les deux diodes passantes sont alimentées en parallèle, par la source de porteur. C'est le modulateur à alimentation "dérivation".

La modulation s'effectue encore si on permute les trois accès du modulateur sur les trois circuits extérieurs.

Un montage employé permute l'accès du porteur avec l'accès des courants modulateurs. On obtient alors, le schéma suivant :

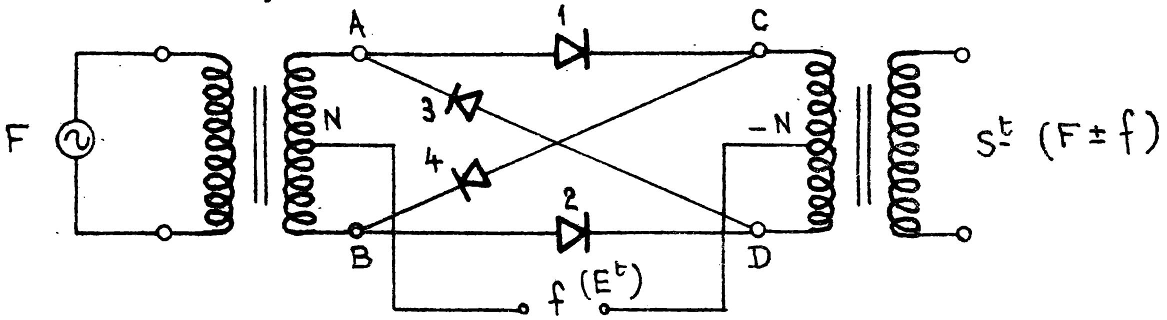


FIG. 6 : MODULATEUR EN ANNEAU A ALIMENTATION "SERIE"

Les diodes 1-3 assurent la liaison des points A et B au point C pendant une demi-période, ; les diodes 2-4 assurent la liaison des points A et B au point B pendant l'autre demi-période. L'inversion est ainsi créée dans l'enroulement CD du transformateur produisant la modulation.

Dans ce montage, les diodes passantes sont alimentées en série par la source de porteur. C'est le modulateur à alimentation "série".

Ce modulateur est quelquefois préféré au modulateur "dérivation" dans certaines réalisations, car l'appariement des diodes est plus aisé en fixant le courant de mesure plutôt que la tension.

De plus, ce montage permet d'éliminer un transformateur de la chaîne de conversation.

4.2.2. - MODULATEUR REEL

Dans l'exposé que nous venons de faire sur le fonctionnement du modulateur en anneau nous avons supposé : $R_d = 0$ et $R_i = \infty$. Il n'en est évidemment pas ainsi, et nous savons de plus, qu'intervient la capacité inverse shuntant le modulateur.

Nous voyons donc apparaître l'intérêt des diodes ayant, sinon une résistance R_d nulle, tout au moins une résistance R_i très grande, ainsi qu'une capacité parasite très faible (diodes au silicium).

On conçoit donc que, en plus de l'affaiblissement du modulateur idéal, un modulateur réel présentera, du fait de ses valeurs finies de Rd et Ri, un certain affaiblissement dissipatif. On montre facilement que l'on a :

$$A \text{ total} \# 0,45 + \frac{2}{n} \qquad \text{avec } n = \sqrt{\frac{R_i}{R_d}}$$

De plus, il existe un certain couplage entre l'accès porteur et l'accès sortie du modulateur. Ce couplage qui crée un résidu de porteur, est dû, soit au déséquilibre des transformateurs, soit au déséquilibre des résistances des diodes simultanément passantes.

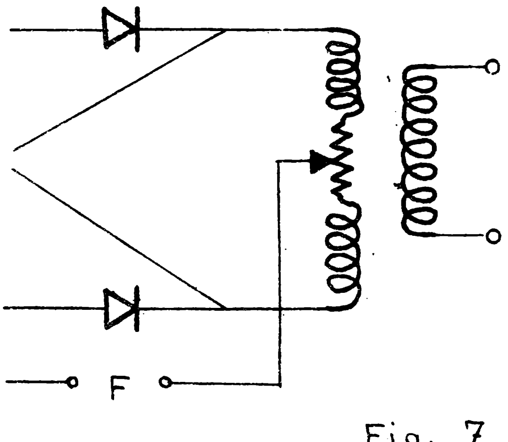


Fig. 7

On peut réduire ces déséquilibres en insérant en série avec les deux demi-enroulements du transformateur de sortie, un potentiomètre de réglage (fig. 7). Il importe que ce résidu de porteur ait la valeur la plus faible possible afin de réaliser une transmission téléphonique ayant la meilleure qualité.

Un modulateur réel introduit encore, d'autres distorsions dûes à la non-linéarité des éléments :

- intermodulation (création de fréquences parasites)

- distorsion de non-linéarité (gain du modulateur non indépendant de la fréquence et de l'amplitude du courant modulateur).

- modulations parasites (phase ou fréquence)

- saturation causée par la surcharge du modulateur.

°
° °

CHAPITRE VIII

ETUDE DU TRANSFORMATEUR TELEPHONIQUE

1. *INTRODUCTION*

Dans tout ce chapitre, nous supposerons connue la théorie élémentaire du transformateur.

1.1. TRANSFORMATEUR TELEPHONIQUE. TRANSFORMATEUR INDUSTRIEL

Avant d'aborder l'étude du transformateur téléphonique, nous allons signaler les différences fondamentales existant entre les points de vues auxquels on se place pour l'étude des transformateurs industriels et des transformateurs téléphoniques.

Tout d'abord, les quantités d'énergie mises en jeu peuvent être considérables dans les transformateurs industriels et sont toujours extrêmement faibles dans les transformateurs téléphoniques.

Un transformateur industriel travaille à une fréquence unique (50 c/s), le plus souvent à potentiel constant. Il doit réaliser la transformation de l'énergie avec le rendement le plus élevé possible.

Un transformateur téléphonique, au contraire, doit transmettre une certaine bande de fréquence avec la plus grande fidélité possible. Les tensions aux bornes sont toujours variables, et la question du rendement joue peu. Un transformateur téléphonique sera donc établi, dans la plupart des cas, pour des puissances de quelques milliwatts, et pour des tensions et fréquences variant dans de grandes proportions.

Les résultats obtenus dans l'étude du transformateur téléphonique ne s'appliquent généralement pas au transformateur industriel.

2. TRANSFORMATEUR PARFAIT

2.1. DEFINITION

Un transformateur est dit "parfait" (ou idéal), s'il ne dissipe ni n'emmagasine aucune énergie à aucune fréquence quelles que soient ses conditions d'emploi.

Cette définition nous permet d'énoncer les conditions nécessaires et suffisantes pour qu'un transformateur soit parfait.

a) Il n'y a pas de dissipation d'énergie ni dans les conducteurs des enroulements, ni dans les diélectriques, ni dans le circuit magnétique. Les conducteurs n'ont donc pas de résistance en courant continu ni de résistance effective et il n'y a pas de courants de Foucault ni de phénomènes d'hystérésis. Les impédances propres des enroulements primaires et secondaires sont donc des réactances pures.

b) Le courant magnétisant est nul, puisqu'il représente la dépense de courant dans la marche à vide. Par conséquent les enroulements n'ont de capacité ni entre spires, ni entre eux, ni par rapport au noyau, à la masse ou à la terre. Les impédances propres des enroulements seront donc des "inductances" pures, infiniment grandes (courant à vide nul). Les selfs inductances L_p et L_s des enroulements primaire et secondaire sont donc infiniment grandes dans toute la bande des fréquences utilisées. Cependant leur rapport est parfaitement déterminé ; la self inductance d'un enroulement est en effet proportionnelle au carré du nombre de spires de cet enroulement, le coefficient de proportionnalité ne dépendant que des caractéristiques du noyau qui est le même pour les deux enroulements, donc :

$$\frac{L_p}{L_s} = \left[\frac{n_p}{n_s}\right]^2 = r$$

Nous appellerons "rapport de transformation", la quantité :

$$\frac{n_p}{n_s} = \sqrt{r}$$

c) Les fuites magnétiques étant nulles, tout le flux produit par un enroulement est embrassé par l'autre. Le "facteur de couplage" k, entre les deux enroulements est égal à l'unité et le coefficient M d'induction mutuelle des deux enroulements est égal à :

$$M = k\sqrt{L_p L_s} = \sqrt{L_p L_s}$$

Il est donc infini lui aussi.

Les conditions nécessaires et suffisantes pour qu'un transformateur soit parfait sont donc que les impédances propres des enroulements primaire et secondaire soient des inductances pures, infiniment grandes, et que le facteur de couplage entre les deux enroulements soit égal à l'unité.

2.2. RAPPEL DES PROPRIETES DU TRANSFORMATEUR PARFAIT

2.2.1. TENSIONS

Au signe près, les tensions à l'entrée U_p et à la sortie U_s sont dans le rapport des forces électro-motrices d'induction. On a par conséquent, la valeur absolue :

$$\left|\frac{U_p}{U_s}\right| = \frac{n_p}{n_s} = \sqrt{r} \qquad (1)$$

2.2.2. COURANTS

Le courant magnétisant étant nul, on a :

$$n_p\, i_p + n_s\, i_s = 0$$

i_p et i_s étant les courants dans les enroulements primaire et secondaire. Par conséquent, en valeur absolue :

$$\left|\frac{i_p}{i_s}\right| = \frac{n_s}{n_p} = \frac{1}{\sqrt{r}} \qquad (2)$$

Les relations (1) et (2) permettent de vérifier que :

$$|U_p \cdot i_p| = |U_s \cdot i_s|$$

c'est-à-dire que la puissance apparente transmise n'est pas modifiée.

2.2.3. TRANSFORMATIONS D'IMPEDANCES

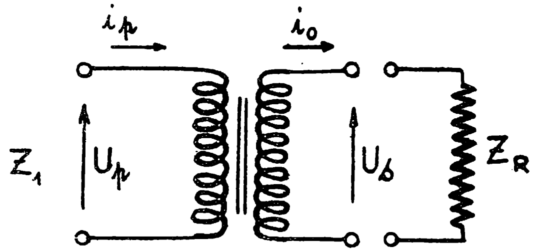


Fig. 1

Une impédance Z_R connectée à la sortie du transformateur, et vue de l'entrée, est transformée dans le rapport r , sans modification de phase.

On a en effet, d'après la figure (1) :

$$U_s = Z_R \cdot i_s$$

d'où

$$U_p = U_s\sqrt{r} = Z_R \cdot i_s \cdot \sqrt{r} = r\, Z_R \cdot i_p$$

donc il vient :

$$Z_1 = \frac{U_p}{i_p} = r\, Z_R$$

Nous déduisons de cette propriété, les deux autres propriétés suivantes :

- Soit une impédance S en série avec Z_R. Nous ne changeons ni la tension aux bornes d'entrée ni le courant dans le primaire si nous supprimons S et si nous introduisons l'impédance $r.S$ en série dans le primaire. Nous ne changeons pas davantage le courant dans Z_R ni la tension à ses bornes (figure 2 - a et b).

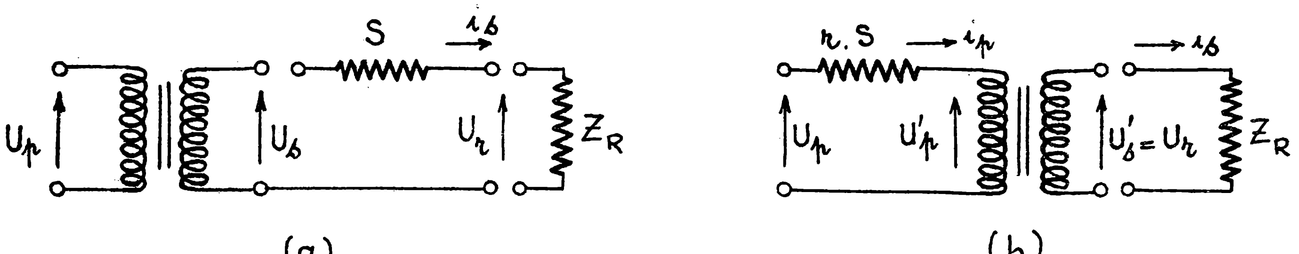


Fig. 2

- De même, une impédance D en dérivation aux bornes de Z_R peut être ramenée en dérivation dans le circuit primaire, à condition de la multiplier par r (figure 3 a et b).

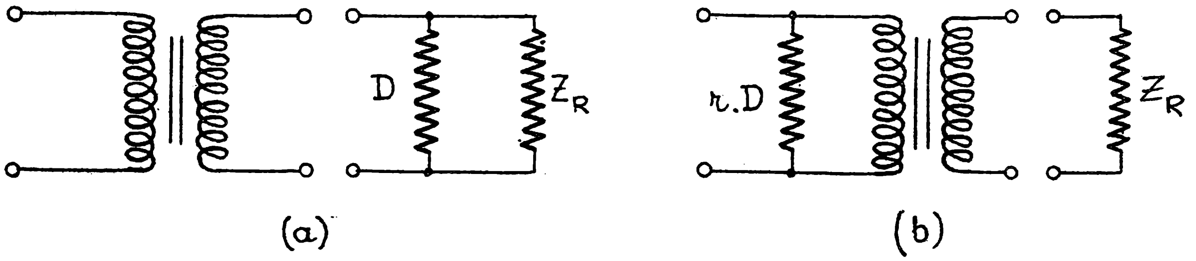


Fig. 3

2.2.4. IMPEDANCES PROPRES

Les impédances propres du primaire et du secondaire (l'autre enroulement étant à circuit ouvert), sont pour une fréquence f :

$$Z_p = j\,\omega\,L_p \qquad\qquad Z_s = j\,\omega\,L_s$$

donc :

$$\frac{Z_p}{Z_s} = \frac{L_p}{L_s} = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 = r$$

L'impédance mutuelle des deux enroulements sera :

$$Z_M = j\omega M = j\omega\sqrt{L_p L_s} = \sqrt{Z_p Z_s}$$

3. *TRANSFORMATEUR REEL*

3.1. PROPRIETES

Le transformateur réel se distingue du transformateur parfait par le fait que :

1°) Les impédances des enroulements ne sont pas infinies à toutes les fréquences et leurs parties réelles ne sont pas négligeables, par suite de la résistance ohmique des enroulements et des pertes de toutes natures (hystérésis et courants de Foucault).

2°) Le facteur de couplage est différent de l'unité, par suite des fuites magnétiques, donc :

$$M = k\sqrt{L_p L_s} \quad \text{avec } k < 1$$

3°) Il existe des capacités entre spires d'enroulements distincts ou de même enroulement.

Le rapport $\frac{n_p}{n_s} = \sqrt{r}$ n'est plus égal au rapport des tensions à l'entrée et à la sortie que dans la mesure où les résistances des enroulements et les flux de fuite sont négligeables. De même le rapport $\frac{n_s}{n_p} = \frac{1}{\sqrt{r}}$ n'est égal au rapport des courants que si les ampères-tours magnétisants ~~sont petits.~~ Les équations (1), (2) et (3) ne sont valables qu'avec cette hypothèse.

L'influence de ces imperfections est différente suivant le rôle demandé au transformateur, et en particulier suivant la nature des impédances entre lesquelles il est connecté.

Afin de pouvoir étudier cette influence, nous allons déterminer un "schéma équivalent" du transformateur réel.

.2. EQUATIONS DU TRANSFORMATEUR REEL

Considérons un transformateur téléphonique réel, à deux enroulements comportant respectivement n_1 et n_2 spires, comportant des pertes et des capacités réparties.

Nous appellerons $\sqrt{r} = \frac{n_1}{n_2}$ le rapport de transformation ; r_1 et r_2 les résistances effectives des enroulements supposées petites bien que non négligeables ; L_p et L_s les inductances propres des enroulements primaire et secondaire, grandes mais non infinies ; C_1 et C_2 les capacités réparties des enroulements primaire et secondaire ; M l'inductance mutuelle entre les deux enroulements et nous admettons qu'il y a des pertes dans le noyau par hystérésis et courants de Foucault. (figure 4).

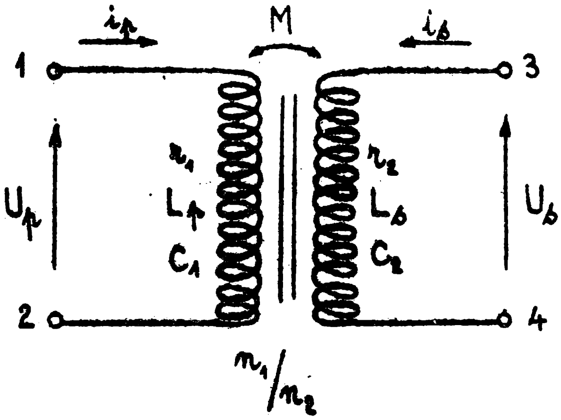


Fig. 4

Numérotons les bornes d'entrée 1 et 2 et les bornes de sortie 3 et 4 et admettons les sens positifs des tensions et des courants tels qu'ils sont définis sur la figure 4, c'est-à-dire, par exemple, qu'un courant sera considéré comme positif quand il s'écoulera, dans l'enroulement, de la borne 1 vers la borne 2 ou de la borne 3 vers la borne 4 et que l'on aura, pour les tensions :

$$U_p = V_1 - V_2$$

$$U_s = V_3 - V_4$$

Supposons que le sens des enroulements soit tel que le flux produit par un courant positif dans un enroulement, s'ajoute au flux produit par un courant positif dans l'autre enroulement. On dit que dans ce cas, les enroulements sont en "série additionnelle".

Si les flux produits se retranchent, on dit alors que les enroulements sont en "série différentielle".

Il faut remarquer que la numérotation des accès étant arbitraire, on peut toujours numéroter les bornes de façon que les deux enroulements soient en série additionnelle puisque cela revient à inverser les numéros d'une paire de bornes. Dans ce qui suit, nous supposerons que les enroulements sont toujours, en série additionnelle.

Un courant dans un enroulement produit, dans l'autre enroulement, une force électromotrice d'induction. Cette force électromotrice tend à produire (Loi de Lenz) un courant dont le flux s'oppose au flux inducteur. Par conséquent, un courant positif I_{34} produira une force électromotrice E_1 qui tendra à faire circuler un courant dont le flux s'oppose à celui de I_{34}, c'est-à-dire un courant I_{21}, puisque les enroulements sont en série additionnelle. Nous dirons que cette force électromotrice est négative et nous poserons :

$$E_1 = - Z_M I_{34}$$

Comme avec nos conventions de signe $I_{34} = I_s$, nous aurons :

$$E_p = - Z_m . I_s$$

Z_m, ici coefficient positif, est l'impédance mutuelle des deux enroulements.

Nous aurons de même :

$$E_s = - Z_m . I_p$$

Appliquons la loi d'ohm en courant alternatif aux circuits primaire et secondaire. Ceci nous donnera, pour les équations du transformateur réel, en négligeant les capacités réparties et les pertes dans le fer, et avec nos conventions de signe :

$$U_p = Z_p I_p - E_p$$

$$U_s = Z_s I_s - E_s$$

soit encore :

$$U_p = Z_p i_p + Z_m I_s$$

$$U_s = Z_m I_p + Z_s I_s$$

ou :

$$\boxed{\begin{aligned} U_p &= \left[r_1 + j\omega L_p\right] . I_p + j\omega M . I_s \\ U_s &= j\omega M . I_p + \left[r_2 + j\omega L_s\right] . I_s \end{aligned}} \qquad (4)$$

3.3. DETERMINATION DU SCHEMA EQUIVALENT A UN TRANSFORMATEUR REEL

Considérons le réseau en T donné par figure 5 et, avec les conventions de signe déjà définies, cherchons les équations donnant les relations entre U_1 et U_2, I_1 et I_2 en fonction des impédances S_1 et S_2 et D .

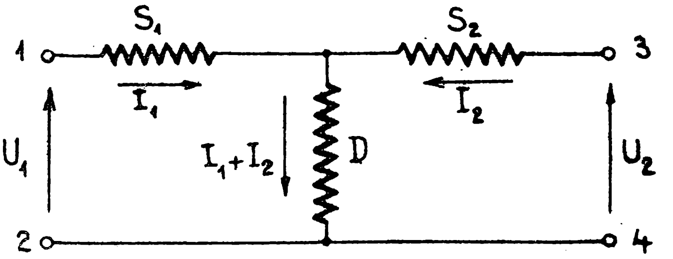


Fig. 5

Nous avons :

$$U_1 = S_1 I_1 + D\left[I_1 + I_2\right]$$

$$U_2 = S_2 I_2 + D\left[I_1 + I_2\right]$$

ou encore :

$$\begin{aligned} U_1 &= [S_1 + D]\, I_1 + D\, I_2 \\ U_2 &= D I_1 + [S_2 + D]\, I_2 \end{aligned} \qquad (5)$$

Les groupes d'équations (4) et (5) seront équivalents si l'on pose :

$$S_1 + D = Z_p \qquad D = Z_m$$
$$S_2 + D = Z_s$$

Ce réseau en T serait donc équivalent au quadripôle constitué par le transformateur réel, mais il n'y figure que des impédances. Or, il serait plus commode, dans les applications, de pouvoir considérer un schéma comportant un transformateur parfait de même rapport de transformation que le transformateur réel étudié, mais précédé d'un réseau ne tenant compte que des imperfections du transformateur réel par rapport au transformateur parfait.

Considérons alors le quadripôle suivant donné par la figure 6, le transformateur parfait est précédé d'un réseau en T identique au réseau étudié ci-dessus (figure 5).

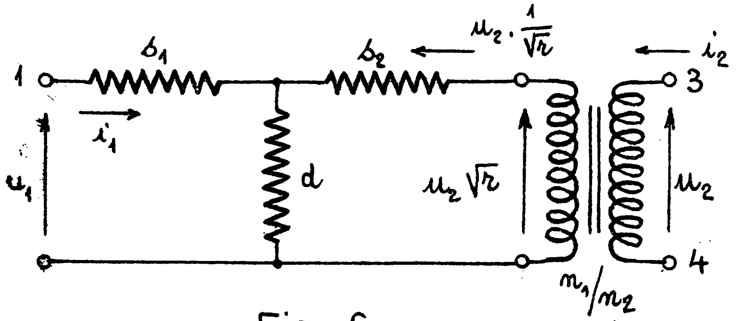


Fig. 6

Ecrivons les équations (4) en remplacant U_2 et I_2 par leurs nouvelles valeurs $U_2\sqrt{r}$ et $I_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{r}}$.

Il vient :

$$U_1 = I_1 [s_1 + d] + \frac{d}{\sqrt{r}} I_2$$
$$\sqrt{r}\, U_2 = d I_2 + [s_2 + d] \frac{I_2}{\sqrt{r}}$$

ou encore :

$$\begin{aligned} U_1 &= I_1 [s_1 + d] + \frac{d}{\sqrt{r}} I_2 \\ U_2 &= \frac{d}{\sqrt{r}} I_1 + \frac{s_2 + d}{r} \cdot I_2 \end{aligned} \qquad (6)$$

Il y aura équivalence entre (4) et (6) en posant, cette fois :

$$s_1 + d = Z_p$$

$$s_2 + d = r\, Z_s$$

$$d = Z_m \sqrt{r}$$

d'où :

$$s_1 = Z_p - Z_m \sqrt{r}$$

$$s_2 = r\, Z_s - Z_m \sqrt{r}$$

$$d = Z_m \sqrt{r}$$

Ce qui nous donnera le schéma équivalent cherché. Il nous reste maintenant à expliciter physiquement les valeurs de s_1 , s_2 et d en fonction des seules imperfections du transformateur réel.

Du fait des pertes magnétiques du noyau, pour éviter la saturation, on peut dire que le flux total produit par le courant primaire se compose d'un flux utile traversant l'enroulement secondaire et d'un flux de fuite dont les signes de force ont la plus grande partie de leur trajet dans l'air. De ce fait, le flux de fuite est proportionnel au courant qui lui donne naissance.

L'inductance propre du primaire L_p peut donc être décomposée en une inductance utile L_1 et une inductance de fuite ℓ_1 , l'inductance propre du secondaire L_s peut de même être décomposée en une inductance utile L_2 et une inductance de fuite ℓ_2 :

$$L_p = L_1 + \ell_1 \qquad\qquad L_s = L_2 + \ell_2 .$$

On admet généralement que les inductances de fuite ℓ_1 et ℓ_2 sont proportionnelles aux inductances utiles L_1 et L_2 et l'on pose :

$$\ell_2 = \frac{\sigma}{2} L_1 \qquad \text{et} \qquad \ell_2 = \frac{\sigma}{2} L_2$$

σ s'appelle le "coefficient de dispersion" et il est toujours très petit pour un bon transformateur.

Nous aurons :

$$\frac{L_p}{L_s} = \frac{L_1 + \ell_1}{L_2 + \ell_2} = \frac{L_1\left[1 + \frac{\sigma}{2}\right]}{L_2\left[1 + \frac{\sigma}{2}\right]} = \frac{L_1}{L_2}$$

d'où :

$$\frac{L_1}{L_2} = \left[\frac{n_p}{n_s}\right]^2 = r$$

L'induction mutuelle ne dépend que des inductances utiles ; nous aurons donc :

$$M = \sqrt{L_1 L_2}$$

Les expressions des impédances primaire, secondaire et mutuelle deviennent ainsi :

$$Z_p = r_1 + j\omega\left[L_1 + \ell_1\right]$$
$$Z_s = r_2 + j\omega\left[L_2 + \ell_2\right]$$
$$Z_m = j\omega\sqrt{L_1 L_2} = j\omega\frac{L_1}{\sqrt{r}} = j\omega L_2\sqrt{r}$$

Portons ces valeurs dans les expressions (7) ce qui nous donnera les valeurs des éléments du réseau en T du schéma équivalent au transformateur réel ; on obtient :

$$s_1 = r_1 + j\omega\ell_1$$
$$s_2 = \left[\ell_2 + j\omega\ell_2\right]r$$
$$d = j\omega L_1 = j\omega r L_2$$

Le schéma équivalent au transformateur réel est ainsi représenté par la figure 7, dans laquelle le réseau en T représente bien les imperfections du transformateur, s_1 étant la somme des pertes primaires, s_2 la somme des pertes secondaires ramenées au primaire (donc multipliées par r) et le bras dérivation d étant par exemple constitué par l'inductance utile L_1, qui serait infinie dans le cas d'un transformateur parfait.

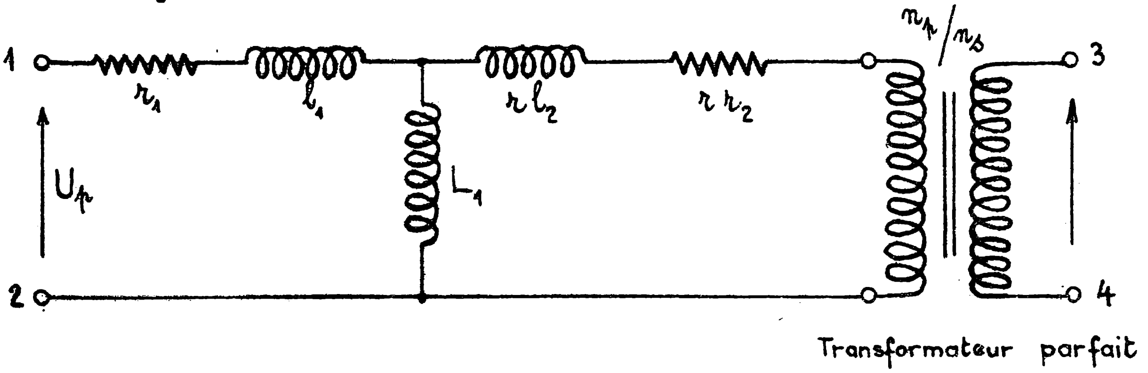


Fig. 7

3.3.1. INFLUENCE DES CAPACITES REPARTIES ET DES PERTES DANS LE FER

Les différentes spires des enroulements présentent entre elles et par rapport au noyau des capacités, dites "capacités réparties". La capacité générale d'un enroulement peut être représentée par un condensateur relié aux bornes de cet enroulement.

Nous admettrons que l'ensemble des capacités est, avec une approximation suffisante, équivalent à une capacité C, shuntant l'inductance L_1 du bras dérivation du réseau en T du schéma équivalent.

Les pertes dans le fer du noyau (hystérésis et courants de Foucault) se manifestent par un échauffement de celui-ci. Elles peuvent donc être représentées sensiblement par une résistance R_f, de valeur très élevée, en dérivation aux bornes de l'inductance L_1. Très fréquemment, par un choix convenable des matériaux et une construction soignée du noyau, on arrive à rendre la résistance R_f suffisamment grande pour que l'on puisse n'en pas tenir compte.

Le schéma <u>complet</u>, équivalent à un transformateur réel ayant des résistances d'enroulements, des fuites magnétiques, des capacités réparties et des pertes dans le fer, est ainsi donné par la figure 8.

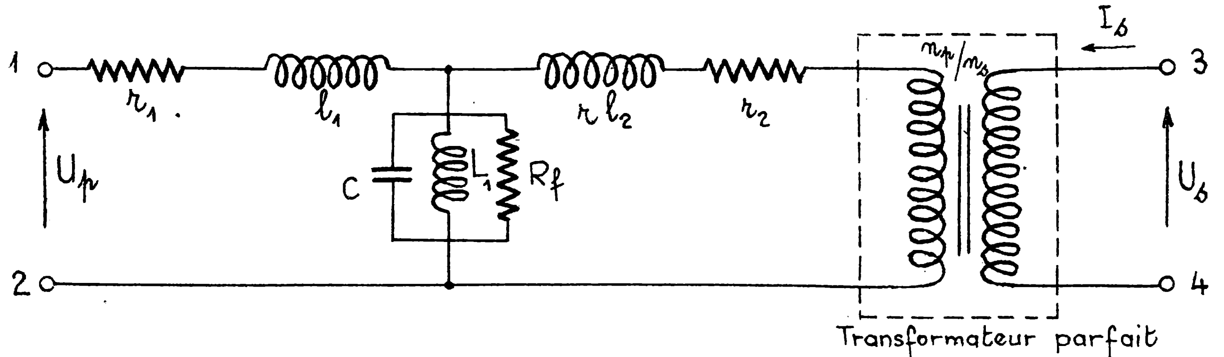


Schéma équivalent complet

Fig. 8

<u>NOTA</u> : Les calculs figurant dans les paragraphes (3.2.) et (3.3.) peuvent, dans une première lecture, être laissés de côté. Ils ont été donnés pour éclairer les raisonnements qui conduisent à l'élaboration du schéma équivalent à un transformateur réel.

3.4. SCHEMA EQUIVALENT SIMPLIFIE D'UN BON TRANSFORMATEUR

Tous les calculs d'impédances ou d'affaiblissement peuvent, évidemment, être menés à partir du schéma de la figure 8.

Mais le problème se simplifie toujours dans la pratique, car nous supposerons avoir affaire à de <u>bons transformateurs</u> de faible affaiblissement et avec des pertes en général très faibles ; c'est-à-dire que L_1 sera de valeur très élevée, de même que R_f (que nous négligerons), tandis que l_1, l_2 et C seront très petits.

De ce fait, les éléments "série" du schéma équivalent (s_1 et s_2) ont une impédance très faible devant celle de l'élément dérivation (d). En raison de sa valeur élevée, l'inductance L_1 se comporte comme un auto-transformateur de rapport 1, presque parfait (ni fuite, ni résistance, ni capacité, et courant à vide très faible). On peut donc, sans modifier sensiblement les courants et tensions aux bornes 1, 2 et 3, 4, transférer tout ou partie de l'impédance s_1 de la gauche vers la droite de l'inductance L_1, pour la fusionner avec l'impédance s_2 (ou faire l'opération inverse sur s_2).

Le schéma de la figure 8, se trouve modifié ainsi, pour un bon transformateur (figure 9).

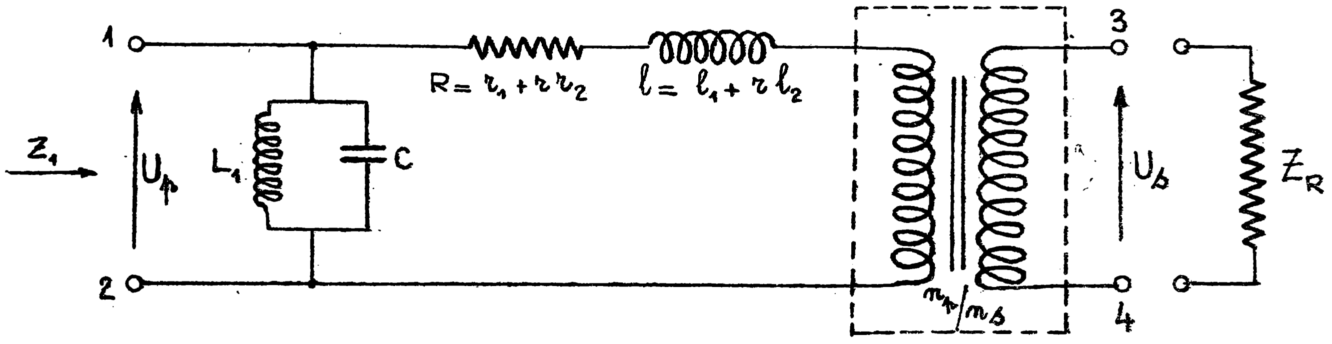


Fig. 9

Il nous sera maintenant possible de calculer l'impédance d'entrée Z_1, vue des bornes 1 et 2 lorsque les bornes 3 et 4 seront fermées sur une impédance Z_R, que nous admettrons être toujours une résistance pure (figure 9).

Remarquons, tout d'abord, que les valeurs des impédances d'entrée à secondaire ouvert et court-circuité, sont très sensiblement :

$$Z_1 \text{ ou } \# \; d \qquad \text{avec} \qquad \frac{1}{d} = j\omega C + \frac{1}{jL_1\omega}$$

$$Z_2 \, cc \; \# \; s_1 + s_2 = R + j\omega l$$

La résistance Z_R, vue à travers le transformateur parfait, est transformée dans le rapport r. De plus, comme les résistances ohmiques des enroulements sont petites et ne dépendent pratiquement pas de la fréquence nous pourrons les négliger, ou mieux, inclure leur valeur dans celle de $r Z_R$.

Le schéma simplifié équivalent à un bon transformateur terminé sur une résistance Z_R nous sera donc donné par la figure 10.

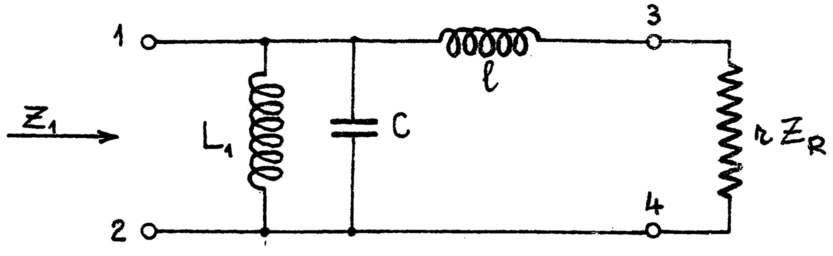


Fig. 10

3.5. IMPEDANCE D'ENTREE D'UN TRANSFORMATEUR FERME SUR UNE RESISTANCE PURE

Les transformateurs téléphoniques peuvent être, suivant leur construction, considérés comme ayant, soit des inductances de fuite négligeables, soit des capacités réparties négligeables : on dit alors que le transformateur est à "capacités prépondérantes" ou à "inductances de fuite prépondérantes". Afin de faciliter l'étude de l'impédance d'entrée, nous considérerons séparément les deux cas pratiques ci-dessus.

3.5.1. TRANSFORMATEUR A CAPACITES PREPONDERANTES

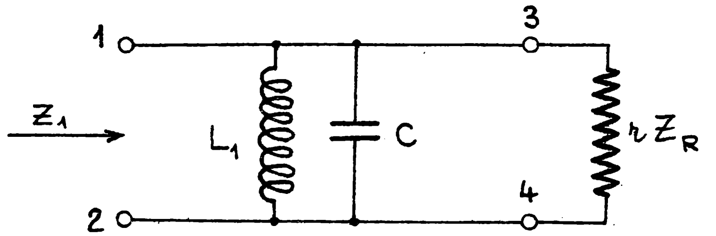


Fig. 11

Nous négligerons alors les inductances de fuite ; (plus exactement, comme aux hautes fréquences l'action de ces inductances croit, nous en tiendrons compte en corrigeant la capacité d'une certaine quantité). Nous aurons le schéma équivalent de la figure 11. L'impédance d'entrée Z_1 résulte donc de la mise en parallèle de l'impédance imaginaire pure d du circuit anti-résonnant et de la résistance pure Z_R. Déterminons par un raisonnement physique simple l'allure générale de la variation du module de Z_1 en fonction de la fréquence. Tout d'abord, il est clair que cette impédance sera nulle en très basse et haute fréquence, par suite, d'une part de l'influence de L_1 d'autre part de l'influence de C. Le module de Z_1 passera donc par un maximum qui sera évidemment atteint lorsque l'impédance du circuit bouchon, en dérivation sur Z_R sera infinie. Cela aura lieu pour la fréquence f_0 d'antirésonnance de ce circuit bouchon :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}}$$

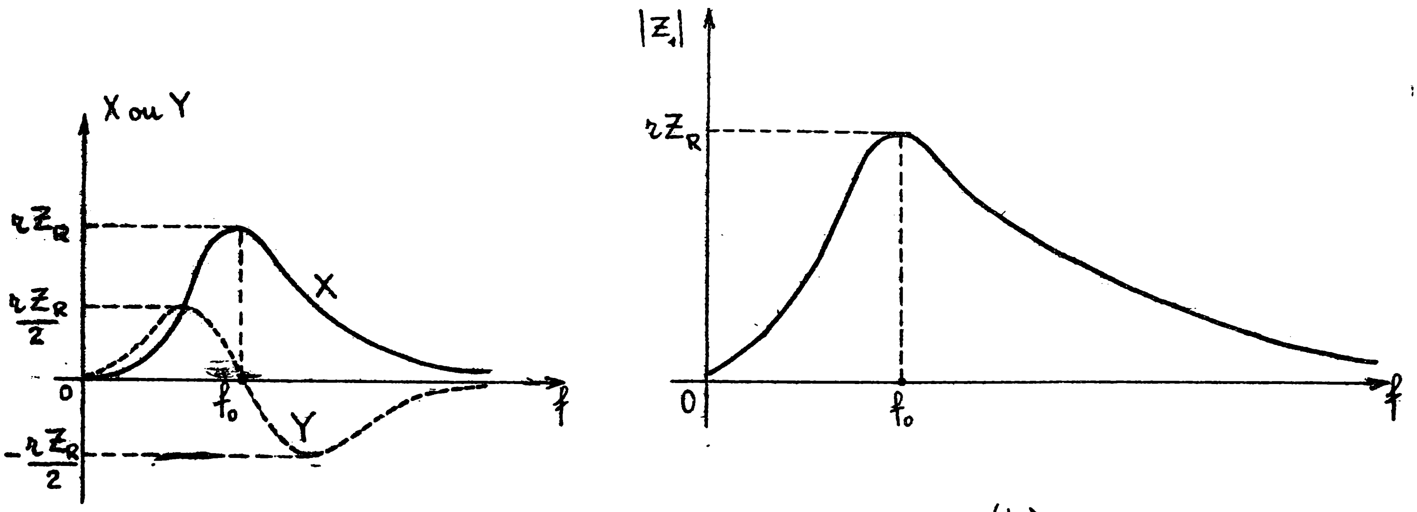
L'impédance d'entrée aura alors pour valeur :

$$Z_1 = r \cdot Z_R$$

Pour cette fréquence f_0, appelée "fréquence propre" du transformateur (car elle est indépendante de la résistance de fermeture), le transformateur se comporte donc comme un transformateur parfait, aux résistances d'enroulements près.

La figure 12 a nous donne la représentation de la partie réelle X et de la partie imaginaire Y de Z_1 en fonction de la fréquence. La partie imaginaire est positive ou négative suivant que f est plus petit ou plus grand que f_0.

La figure 12 b donne la représentation de la variation du module de Z_1 en fonction de la fréquence.



(a) (b)

Fig. 12

3.5.2. TRANSFORMATEUR A INDUCTANCES DE FUITES PREPONDERANTES

On néglige alors l'influence des capacités réparties. Si l'on veut en tenir compte en hautes fréquences, en la supposant toujours faible, il suffit de corriger l'inductance de fuite ℓ d'une certaine quantité.

Le schéma équivalent devient celui de la figure 13.

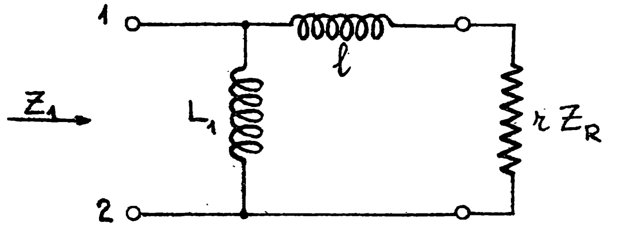


Fig. 13

Aux basses fréquences, l'influence de ℓ reste négligeable. La variation de l'impédance Z_1 sera identique à celle du cas précédent puisque, pour une fréquence inférieure à f_0 ; l'impédance d'un circuit "bouchon" est équivalent à celle d'une inductance.

Par contre, quand la fréquence augmente, l'impédance $j\omega L_1$, de l'inductance dérivation devient très grande ; son influence devient donc négligeable et on peut ne considérer que l'inductance de fuite en série avec la résistance $rR_{/\!\!\!c}$. On voit donc que le module de Z_1 va croître indéfiniment.

On démontre que la phase de Z_1 passe par un minimum pour une certaine fréquence f_m, mais le transformateur ne se comporte jamais, pour aucune fréquence, comme un transformateur parfait.

L'impédance d'entrée Z_1 comporte toujours une partie imaginaire positive, qui croît indéfiniment quand la fréquence augmente au-delà de la fréquence f_m .

3.6. DETERMINATION DES ELEMENTS L_1, ℓ et C

La considération du schéma équivalent à un bon transformateur va nous donner un aperçu sur la méthode à employer pour déterminer les diverses caractéristiques d'un transformateur par des mesures d'impédances.

3.6.1. MESURE DE L_1 .

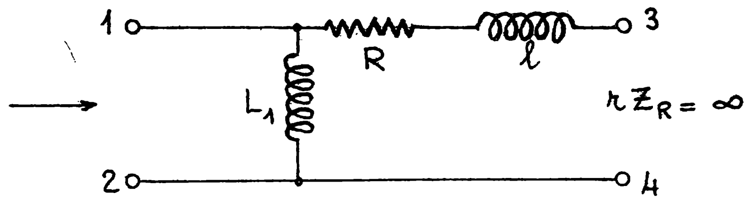


Fig. 14

On opère à secondaire en circuit ouvert et à une fréquence basse pour éviter l'influence des capacités (figure 14).

Si l'on mesure

$$Z_1 = X_1 + j Y_1$$

On aura :

$$L_1 = \frac{Y_1}{\omega}$$

3.6.2. MESURE DE ℓ .

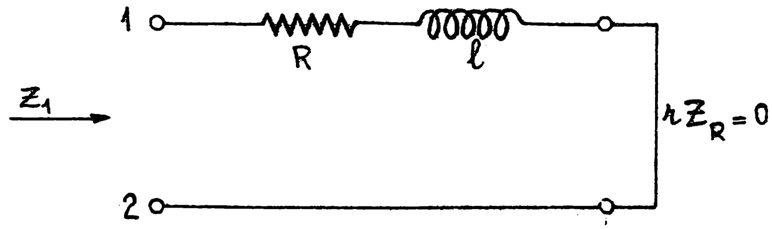


Fig. 15

Dans ce cas, on opère à la fréquence f_0 d'antirésonnance du circuit L_1 , C avec secondaire en court circuit. Pour cette fréquence nous savons que l'impédance du circuit bouchon est infinie. Nous aurons donc le schéma de la figure 15. On mesurera donc :

$$Z_1 = X_1 + j Y_1$$

$$Z_1 = R + j \omega \ell$$

Si, comme c'est le cas pratiquement, $f_0 = 800 \text{ Hz}$, on aura (Y_1 étant exprimé en ohms) :

$$\ell (mH) = \frac{Y_1}{5}$$

3.6.3. MESURE DE C .

Cette mesure se fait, après avoir déterminé ℓ . On opère à une fréquence élevée par rapport à f_0 afin de rendre l'influence de L_1 négligeable, et on ferme le secondaire sur une résistance pure connue Z_R).

La valeur de C est donnée par le calcul à partir de la valeur Y_1.
On trouve facilement :

$$Y_1 = l\omega - (r.Z_R)^2 C\omega$$

d'où l'on tire C, puisque l est déjà connue.

3.7. AFFAIBLISSEMENT COMPOSITE D'UN TRANSFORMATEUR REEL

Nous pourrions déterminer l'affaiblissement composite d'un bon transformateur téléphonique (c'est-à-dire d'un transformateur ayant un faible affaiblissement) par le calcul à partir du schéma réduit de la figure 9, en distinguant comme précédemment le cas des transformateurs à capacités réparties prépondérantes et des transformateurs à inductances de fuite prépondérantes. Mais les calculs seraient un peu complexes et seule nous intéresse ici, la forme de la courbe d'affaiblissement composite d'un transformateur inséré entre deux résistances pures, forme que l'on peut trouver intuitivement en se servant des schémas simplifiés auxquels nous sommes arrivée dans l'étude de l'impédance d'entrée.

3.7.1. TRANSFORMATEUR A CAPACITES PREPONDERANTES

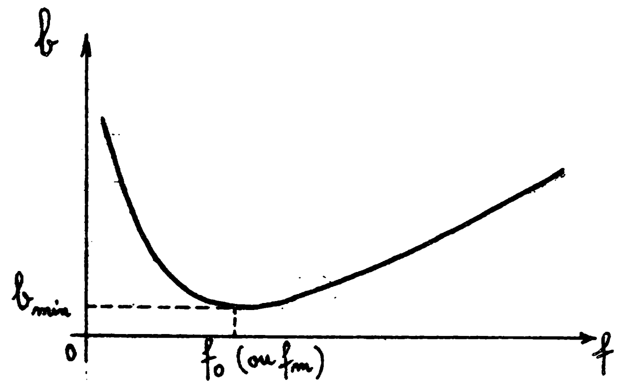


Fig. 16

Si nous pouvons négliger les inductances de fuite, nous voyons, en nous reportant au schéma simplifié équivalent donné par la figure 11, que l'inductance L_1 en dérivation laisse passer un courant d'autant plus intense que la fréquence est plus basse. L'impédance mutuelle introduit donc un affaiblissement croissant quand la fréquence diminue, c'est-à-dire de la distorsion d'affaiblissement aux basses fréquences.

D'autre part, la capacité en dérivation C laisse passer un courant d'autant plus intense que la fréquence est plus élevée et introduit par conséquent de la distorsion en haute fréquence.

Pour la fréquence propre du transformateur f_0, l'impédance du circuit bouchon $L_1 C$ est infinie, et l'affaiblissement qu'il introduit est nul. La courbe d'affaiblissement a donc la forme donnée par la figure 16, et passe, pour f_0, par un minimum qui ne dépend que des résistances d'enroulements qui contribuent à apporter un affaiblissement indépendant de la fréquence.

3.7.2. TRANSFORMATEUR A INDUCTANCES DE FUITE PREPONDERANTES

Nous négligeons alors les capacités réparties (figure 13). L'inductance L_1 et les résistances d'enroulements agissent comme ci-dessus. D'autre part, les inductances de fuite en série introduisent un affaiblissement croissant avec la fréquence, et donnent ainsi une distorsion d'affaiblissement en haute fréquence. On obtient donc la même courbe d'affaiblissement que ci-dessus. L'affaiblissement passe alors par une valeur minimum pour la fréquence f_m, pour laquelle l'angle de phase de l'impédance d'entrée est minimum. (nous admettrons ce résultat).

3.7.3. CONCLUSIONS

Pour ne pas introduire de distorsion d'affaiblissement inacceptable, on est donc amené à choisir la constitution des enroulements des transformateurs suivant la bande des fréquences à transmettre. On limitera toujours évidemment la résistance des enroulements ; de plus, les inductances de fuite ou les capacités réparties devront être d'autant plus faibles que l'on désire transmettre une bande de fréquences plus étendue vers les hautes fréquences, et l'inductance L_1 et par conséquent L_2 et l'inductance mutuelle, doivent être d'autant plus élevées que l'on désire transmettre des fréquences plus basses. D'autre part, la fréquence f_0 (ou f_m suivant le type du transformateur), doit être convenablement placée dans la bande des fréquences à transmettre pour que la courbe d'affaiblissement ait le minimum de distorsion dans cette bande. On s'arrange, en général, pour que la distorsion soit la même aux deux fréquences extrêmes à transmettre f_{max} et f_{min}. On démontre que cela conduit à utiliser un transformateur pour lequel $f_{max} \cdot f_{min} = f_0^2$ (ou f_m^2 suivant le type utilisé).

c) Protection des équipements : l'isolement entre les enroulements et la rigidité du diélectrique doivent être suffisants, de façon à protéger l'installation contre les tensions perturbatrices induites sur la ligne. Les cahiers des charges imposent un isolement entre enroulements et entre enroulements et masse, supérieur à 1000 Mégohms, et la rigidité diélectrique doit être suffisante pour permettre aux enroulements de supporter une tension efficace de 3000 volts, 50 Hz pendant une minute.

Les translateurs ne doivent pas introduire d'harmoniques, c'est-à-dire que le noyau de fer doit être loin de la saturation dans les conditions normales d'utilisation, et il doit être insensible au courant continu, ce qui caractérise sa stabilité magnétique.

Les translateurs sont des transformateurs à capacité prépondérante, ce qui facilite l'adaptation des impédances des circuits pupinisés, lesquels ont toujours une partie imaginaire négative faible. La fréquence propre de ces transformateurs doit se trouver dans la partie efficace de la bande transmise et, pour les fréquences vocales, est voisine de 800 Hz .

2.2. TRANSFORMATEURS DE SORTIE

Le circuit plaque du dernier tube d'un amplificateur est équivalent, nous le savons, à une source de force électromotrice $\mu . v_g$ et d'impédance égale à la résistance interne du tube considéré.

Or, ce dernier tube, dans un "répéteur" téléphonique, doit alimenter en énergie le circuit, vu à travers le translateur. En conséquence, pour respecter la condition d'adaptation, le transformateur de sortie doit adapter la résistance interne du tube à 800 ou 600 Ω .

Le rapport de transformation $\sqrt{r}$ sera déterminé par :

$$\rho = 800 . r \qquad \text{ou} \qquad \rho = 600 . r$$

Nous savons que nous trouverons néanmoins des cas où le tube est systématiquement désadapté par rapport à la ligne, de telle façon que l'impédance de sortie du répéteur soit faible. (réduction de la distorsion harmonique).

L'affaiblissement composite de ces transformateurs de sortie doit être faible, de l'ordre de 0,1 néper et aussi constant que possible dans la bande des fréquences utiles.

L'enroulement primaire des transformateurs de sortie est, en général, parcouru par le courant continu du circuit de plaque des tubes. Pour éviter la saturation du noyau, ont est amené à pratiquer un léger entrefer dans le circuit magnétique. Aussi les transformateurs de sortie sont-ils assez souvent à inductances de fuite prépondérantes. On choisit des transformateurs angle de phase minimum de l'impédance d'entrée (secondaire fermé sur une résistance pure) soit le plus petit possible et que les fréquences utiles se répartissent, de part et d'autre, dans le voisinage de f_m .

Malgré cela, l'adaptation ne peut être parfaite pour aucune fréquence.

3. FONCTIONNEMENT D'UN TRANSFORMATEUR ENTRE UNE RESISTANCE ET UNE CAPACITE

C'est le cas, nous l'avons vu, du transformateur d'entrée d'un amplificateur téléphonique.

L'affaiblissement composite (rendement en puissance) n'a plus d'intérêt et l'adaptation des impédances n'est pas à considérer puisque l'une est réelle et indépendante de la fréquence, tandis que l'autre est imaginaire pure et dépend de la fréquence. On cherche seulement à obtenir, aux bornes de la capacité, la plus grande tension possible, de manière telle que le rapport entre cette tension et la force électromotrice de la source ne dépende pas, ou peu, de la fréquence.

Les transformateurs d'entrée étant à capacité prépondérante, nous supposerons, soit que les capacités réparties sont comprises dans la valeur de la capacité charge Γ, soit que à la valeur C des capacités réparties, est ajoutée une capacité Γ' représentant la capacité dynamique du tube T, vue à travers le transformateur parfait du schéma équivalent.

3.1. RESONANCE SHUNT. MINIMUM DU COURANT PRIMAIRE

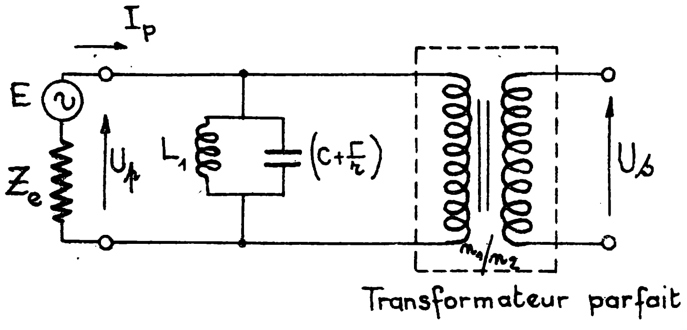


Fig. 1

Supposons que, dans ce cas, la capacité C aux bornes de L_1 soit augmentée d'une valeur représentant la capacité T vue à travers le transformateur parfait, soit $\frac{\Gamma}{r}$. Le schéma équivalent se présente alors ainsi, le secondaire étant à circuit ouvert (figure 1).

A la fréquence f_o, d'antirésonance entre L_1 et la capacité (fréquence propre du transformateur), le courant I_p s'annule puisque l'impédance d'entrée devient très grande et la source ne débite pas. En pratique, à cause de la résistance des enroulements, I_p ne s'annule pas mais passe seulement par un minimum.

A cette fréquence, (appelée aussi fréquence de résonance "shunt"), comme nous l'avons déjà vu (chapitre 8, parag. 3.5.1.), le transformateur se comportera comme un transformateur parfait, et, pour le rapport des tensions nous aurons :

$$U_p = U_s \sqrt{r}$$

et comme la source ne débite pas, $U_p = E$, donc :

$$E = U_s \sqrt{r}$$

Le rapport $\frac{U_s}{E} = \frac{1}{\sqrt{r}}$, passera donc par un maximum pour cette fréquence.

En effet, aux fréquences inférieures ou supérieures à la fréquence f_0, l'impédance d'entrée n'est plus infinie et le transformateur ne se comporte plus comme un transformateur parfait. La source débite un certain courant et nous aurons, par suite des pertes :

$$U_s < E$$

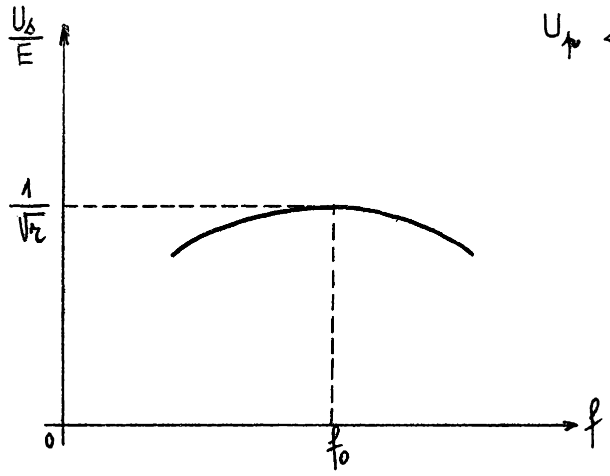


Fig. 2

Par conséquent, la tension secondaire U_s est alors inférieure à $\frac{E}{\sqrt{r}}$.
La courbe représentant, en fonction de la fréquence, le rapport $\frac{U_s}{E}$, à la forme donnée par la figure 2.

Le maximum de tension aux bornes du secondaire, et par conséquent, aux bornes d'entrée du tube (circuit de grille) aura lieu à la fréquence f_0 ; pour les autres fréquences, on aura une perte qui provient, en basse fréquence, de l'impédance mutuelle, et en haute fréquence, des capacités réparties.

- Remarque sur la résonance shunt : Puisque le phénomène de résonance shunt entraîne la nullité du courant primaire à la fréquence f_0, le rapport $\frac{U_s}{E}$ est indépendant, à cette fréquence, de la valeur de toute impédance mise en série dans le primaire. Cette remarque sera utilisée dans l'étude de la correction de la distorsion d'affaiblissement des câbles.

3.2. RESONANCE SERIE. MAXIMUM DU COURANT PRIMAIRE

Cependant, si la fréquence croît beaucoup au-dessus de f_0, on peut avoir un deuxième phénomène de résonance. En effet, nous savons que, quand la fréquence croît, l'influence des inductances de fuite ($l = l_1 + r l_2$) commence à se faire sentir. Supposons alors que les capacités réparties soient incluses dans la capacité représentant l'impédance de charge. Nous aurons le schéma équivalent de la figure 3. Aux fréquences élevées considérées, le bras dérivation L_1 a une impédance très grande, et peut, par conséquent, être négligé ; donc, en supposant que les résistances d'enroulements sont aussi négligeables, le réseau équivalent se réduit à une inductance $l = l_1 + r l_2$, en série avec le condensateur $T + rC$, vu à travers le transformateur parfait. A la résonance, qui aura lieu pour :

$$\left[l_1 + r l_2 \right] \cdot \frac{T + rC}{r} \omega^2 = 1$$

l'impédance d'entrée est minimum, le courant primaire n'étant pratiquement limité que par les résistances d'enroulements.

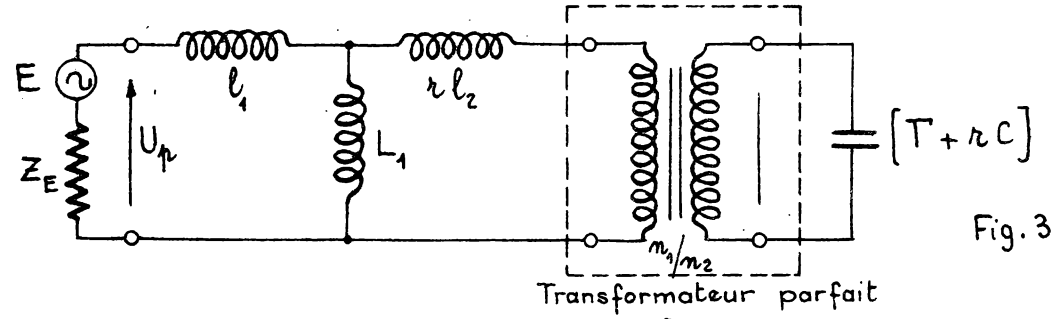


Fig. 3

Le courant I_p , et par conséquent le courant I_s , seront maximum.

Nous aurons donc une surtension aux bornes de la capacité de charge, c'est-à-dire du secondaire du transformateur.

Remarquons que cette fréquence de "résonance série" f_m ainsi définie, est très supérieure à la fréquence f_0 de "résonance shunt", car les inductances de fuite l sont toujours très petites devant l'inductance L_1 . Elle n'est pas toujours atteinte, pour un transformateur donné, dans la bande des fréquences utilisées.

- Résultats expérimentaux -

Les résultats expérimentaux confirment entièrement les raisonnements précédents qui peuvent, bien entendu, être étayés par le calcul. La figure 4 représente les valeurs de $\frac{U_0}{E}$ relevées avec des transformateurs de rapport de transformation différents insérés entre une même résistance et une même capacité.

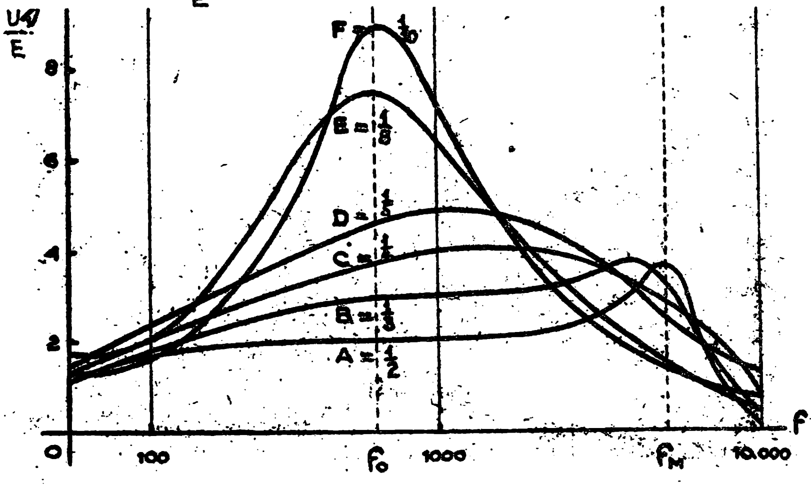


Fig. 4

On constate que lorsque le rapport de transformation augmente, la caractéristique s'aplatit et la distorsion diminue, en même temps que la fréquence de résonance série f_m augmente. On n'obtient dans la bande des fréquences considérées, la résonance série, qu'avec les transformateurs de rapport les plus élevés, qui donnent à la fréquence f_m une surtension plus grande qu'à la fréquence f_0 .

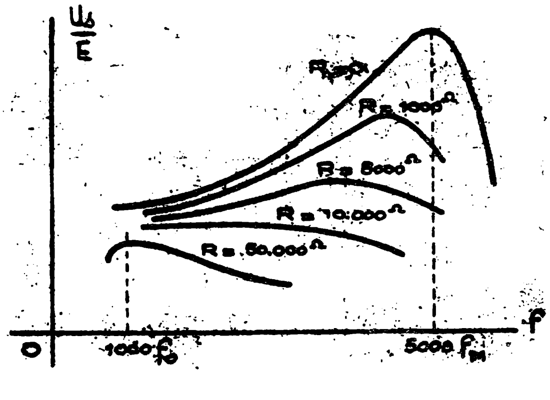


Fig. 5

La figure 5 montre l'influence d'une résistance mise en série dans le primaire, pour un transformateur donnant lieu au phénomène de résonance série. L'augmentation de la résistance diminue le maximum de $\frac{U_s}{E}$. De plus, on constate que la fréquence f_m du maximum diminue également quand la résistance augmente.

On voit aussi que, si la résistance augmente trop, les courbes ne se rejoignent plus à la fréquence f_0, et que, en choisissant convenablement cette résistance, on peut obtenir une courbe $\frac{U_s}{E}$ sensiblement plate, donc avoir, aux fréquences supérieures à , une absence de distorsion.

4. *AMELIORATION DE LA BANDE PASSANTE D'UN TRANSFORMATEUR*

Le problème général qui se pose, dans un amplificateur, est d'amplifier sans distorsion d'amplitude une bande de fréquence allant de f_{min} à f_{max}, ou ce qui revient au même, à réaliser un amplificateur dont le gain soit constant dans la bande f_{min} à f_{max}. Or, nous venons de voir qu'un transformateur utilisé entre une résistance pure et une capacité (ce qui est le cas du transformateur d'entrée d'un amplificateur) présente en haute et basse fréquence, de la distorsion, c'est-à-dire que le rapport $\frac{U_s}{E}$ n'est pas constant en fonction de la fréquence, et diminue quand la fréquence s'écarte de f_0.

Supposons le tube amplificateur donné sans distorsion, et choisissons un transformateur dont la fréquence propre (en tenant compte de la capacité d'entrée du tube) soit f_0, comprise entre f_{min} et f_{max}, telle que nous l'avons vu :

$$f_0^2 = f_{min} \cdot f_{max}$$

Pour cette fréquence f_0, le transformateur se comporte comme un transformateur parfait et la tension secondaire U_{s0} (tension appliquée à la grille du tube) est égale à

$$U_{s0} = \frac{E}{\sqrt{r}} \qquad \text{avec} \qquad r < 1$$

Aux fréquences voisines de f_0, la tension U_s reste très sensiblement égale à U_{s0} ; ainsi le gain sera pratiquement indépendant de la fréquence autour de f_0.

Mais aux fréquences très différentes de f_0, il y a une distorsion d'amplitude qui peut être caractérisée, à une fréquence f, par la quantité :

$$\alpha_f = \mathrm{Log}\left|\frac{U_s}{U_{s0}}\right| = \mathrm{Log}\left|\frac{U_s\sqrt{r}}{E}\right|$$

Les variations de α_f seront donc celles du gain de l'amplificateur.

4.1. AMPLIFICATION AUX HAUTES FREQUENCES DE LA BANDE

Pour redresser la courbe de gain qui décroît aux fréquences élevées, on utilise le phénomène de la résonance série des inductances de fuite et de la capacité d'entrée du tube (compte tenu des capacités réparties).

A la fréquence f_m de cette résonance, on a une surtension par rapport à la fréquence f_0.

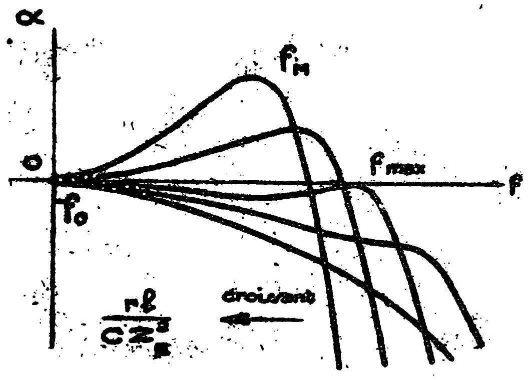


Fig. 6

Si l'on trace les courbes représentant α_f pour diverses valeurs des inductances de fuite, on obtient des courbes analogues à celles de la figure 6, qui présentent des pointes plus ou moins accentuées.

Au-delà de la fréquence f_m, le gain décroît rapidement. On voit ainsi que, lorsque les inductances de fuite augmentent, d'une part la fréquence f_m diminue, d'autre part α_f croît en valeur algébrique et peut devenir positif.

Z_E et C étant donnés, on peut donc, par un choix convenable du transformateur, obtenir une courbe de gain sensiblement plate de f_0 à f_{max}.

4.2. AMPLIFICATION AUX BASSES FREQUENCES DE LA BANDE

La distorsion en basse fréquence provient de l'impédance mutuelle, ou en se rapportant au schéma équivalent, du bras dérivation constitué par l'inductance L_1. Pour relever l'amplification aux basses fréquences, nous pouvons, par analogie avec le cas précédent, chercher à créer une "résonance série" entre cette inductance et une capacité C_0, de valeur convenable assez élevée, que nous monterons en série avec le primaire. (figure 7) A la fréquence correspondant à cette résonance F_m, nous aurons une surtension, et le coefficient α_f défini plus haut, peut devenir positif.

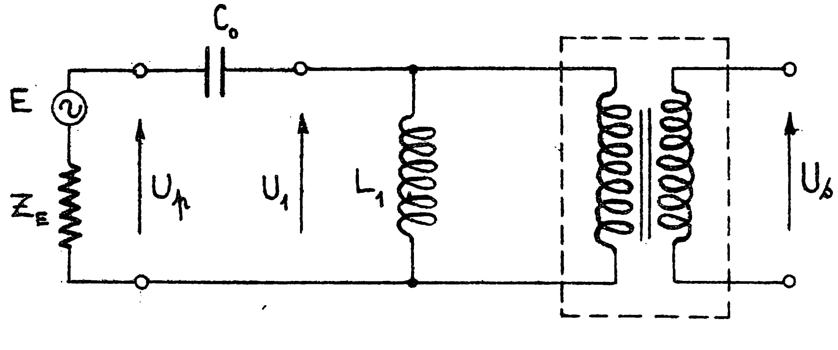
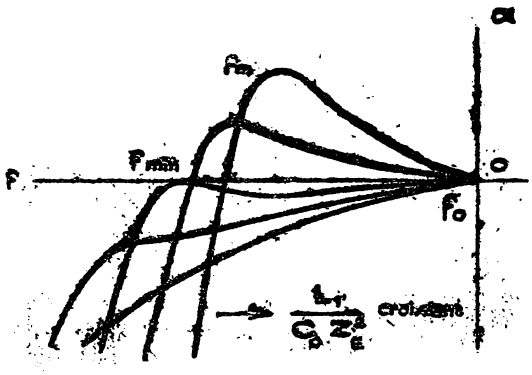


Fig. 7



Les courbes donnant α_F, aux basses fréquences, en fonction de la fréquence, ont la forme représentée par la figure 8. Elles présentent des pointes d'autant plus fortes que C_e est plus petit, et on peut choisir C_e de façon que le gain soit constant de f_{min} à f_o.

Fig. 8

4.3. CONCLUSION

En se servant des deux résonances F_m et f_m de part et d'autre de f_o obtenue au moyen, d'une part de la capacité supplémentaire C_e, d'autre part des inductances de fuite, on peut obtenir un gain sensiblement constant dans la bande de fréquence à amplifier, en utilisant un transformateur associé à un tube triode.

5. SCHEMA GENERAL ET GAIN D'UN AMPLIFICATEUR

Nous pouvons maintenant calculer le gain d'un amplificateur à un étage, sans réaction, comprenant un transformateur d'entrée, un tube amplificateur en puissance et un transformateur de sortie (figure 9).

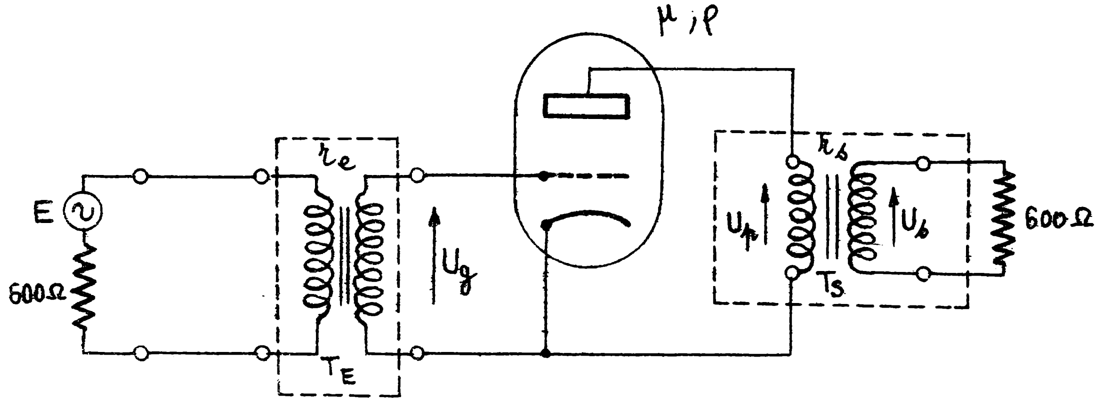


Fig. 9

Par définition, le gain composite de cet amplificateur inséré entre un générateur et un récepteur d'impédance égale à 600 ohms L^o, est :

$$g\left(600/600\right) = \frac{1}{2}\,\mathrm{Log}\left|\frac{\frac{U_s^2}{600}}{\frac{E^2}{4 \times 600}}\right| = \mathrm{Log}\left|\frac{2 . U_s}{E}\right|$$

Soient :

- μ et ρ le coefficient d'amplification et la résistance interne du tube,

- r_e le rapport de transformation du transformateur d'entrée,

- r_s le rapport de transformation du transformateur de sortie adaptant l'amplificateur à 600 ohms

$$r_s = \frac{\rho}{600}$$

A la fréquence propre f_0 (résonance shunt) et sensiblement dans toute la bande, si le transformateur d'entrée a été convenablement choisi et si une capacité a été insérée en série à l'entrée, c'est-à-dire si l'amplificateur est sans distorsion :

$$U_g = \frac{E}{\sqrt{r_e}}$$

La force électromotrice équivalente au circuit plaque du tube, est $\mu . U_g$ et la tension U_p appliquée au primaire du transformateur de sortie est :

$$U_p = \mu . \frac{U_g}{2}$$

puisque le tube débite sur une résistance égale à sa résistance interne.

Donc : $$U_s = \frac{\mu . U_g}{2\sqrt{r_s}} = \frac{\mu . E}{2\sqrt{r_e r_s}} = \frac{\mu E}{2} . \sqrt{\frac{600}{\rho . r_e}}$$

d'où :

$$g = \mathrm{Log} \frac{\mu}{\sqrt{r_e r_s}} = \mathrm{Log}\, \mu + \mathrm{Log} \frac{1}{\sqrt{r_e}} + \mathrm{Log} \sqrt{\frac{600}{\rho}}$$

Le premier terme dépend du tube, le second du transformateur d'entrée, le troisième du transformateur de sortie.

Cette formule est à rapprocher de la formule (1) du chapitre 3 ; elle n'en diffère que par le deuxième terme qui est constant.

CHAPITRE X

LES CIRCUITS DE LA TECHNIQUE "BASSE FREQUENCE"

CIRCUITS A DEUX FILS - CIRCUITS A QUATRE FILS.

1. *AMPLIFICATION DES DEUX SENS DE TRANSMISSION*

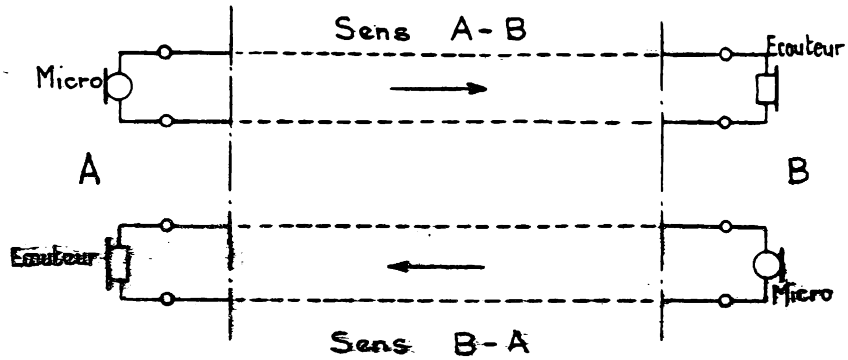


Fig. 1

Le moyen le plus simple pour réaliser une liaison téléphonique bilatérale entre deux abonnés A et B, consisterait à relier le microphone de B au récepteur de A par une première paire et le microphone de B au récepteur de A par une seconde paire, électriquement distincte de la première : la liaison bilatérale ainsi constituée serait à quatre fils d'abonné à abonné, et se terminerait donc à chaque extrémité sur deux paires de bornes (figure 1). Cette solution présenterait, dans la réalisation des liaisons à grande distance surtout, d'immenses avantages techniques qui apparaîtront dans la suite du cours. Malheureusement, les seules conditions économiques se sont opposées jusqu'ici, à l'adoption de cette solution simple.

Dans la pratique, le poste téléphonique d'un abonné (ensemble du microphone et du récepteur) se présente avec une seule paire de bornes. Cela impose que toute liaison téléphonique, pour pouvoir être renvoyée sur un poste d'abonné, se termine sur une seule paire de bornes à chaque extrémité. Par suite, sur tout ou partie de son parcours, les deux sens de transmission d'une liaison empruntent la même paire de conducteurs et la liaison est alors dite à deux fils.

Si le circuit constituant cette liaison ne nécessite pas d'amplification, cela ne présente aucune difficulté, et l'on retrouve la structure connue des lignes téléphoniques classiques (anciennes lignes sur aériens, lignes d'abonnés locaux, etc...).

Mais si le circuit a un affaiblissement tel qu'une amplification soit nécessaire, une difficulté se présente aussitôt : l'amplificateur tel que nous l'avons schématisé à la fin du chapitre précédent, ne transmet l'énergie que dans un seul sens, celui qui va de la grille à la plaque du tube amplificateur. Il ne permet donc pas, à lui seul, de réaliser une communication téléphonique bilatérale. Pour amplifier et transmettre les conversations dans les deux sens, il faut donc disposer d'organes qui aiguillent convenablement les courants à amplifier vers la grille d'un amplificateur. On pourrait, bien sûr, concevoir un aiguillage réalisé sur un principe mécanique, qui modifierait les connexions reliant la ligne à l'amplificateur suivant le sens de propagation des courants de conversation. Il est parfaitement évident que de tels dispositifs doivent être éliminés, leur inertie introduisant des retards inacceptables dans la communication. Aussi doit-on obligatoirement utiliser un montage fixe, passif, de fonctionnement purement électrique ou plus justement, comme nous le verrons, électro-magnétique. Le moyen le plus simple de réaliser l'amplification des deux sens de transmission est alors d'affecter, à chaque point d'amplification, un amplificateur séparé pour chacun des deux sens.

La séparation des courants de conversation, pour les diriger sur l'un ou l'autre des amplificateurs, peut se faire suivant deux méthodes.

2. *CIRCUITS A DEUX FILS*

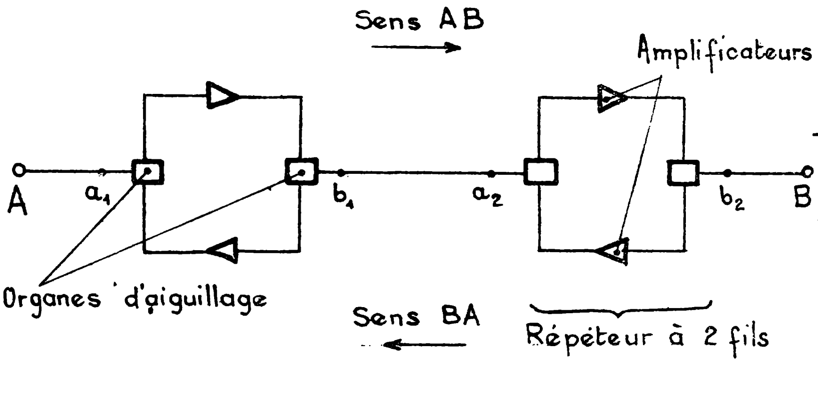


Fig. 2

On utilise en ligne une seule paire de conducteurs pour transmettre les courants des deux sens de transmission et l'on réalise l'aiguillage à chaque point d'amplification : le "répéteur" téléphonique comprend alors deux éléments amplificateurs, de sens opposés, montés entre deux organes d'aiguillage. (figure 2). Les circuits réalisés ainsi sont appelés circuits à deux fils et les répéteurs ainsi construits, répéteurs à deux fils. Il est clair que les organes d'aiguillage doivent être tels qu'ils éliminent le couplage entre les deux sens de transmission, faute de quoi un amorçage d'oscillations entretenues rendrait impossible le fonctionnement du répéteur.

3. *CIRCUITS A QUATRE FILS*

On utilise en ligne une paire différente pour chacun des deux sens de transmission, et on réalise alors l'aiguillage une fois pour toutes à chacune des deux extrêmités du circuit. Les circuits ainsi constitués sont appelés circuits à 4 fils.

Les organes d'aiguillage sont absolument identiques à ceux utilisés pour les circuits à deux fils, et prennent ici le nom de "termineurs". A chaque point d'amplification, les deux amplificateurs de sens opposés correspondant aux deux sens de transmission d'une même liaison, sont deux organes électriquement indépendants, mais qui sont mécaniquement jumelés en un seul appareil que l'on appelle un "répéteur à quatre fils". La figure 3 donne le schéma de ce type de circuit.

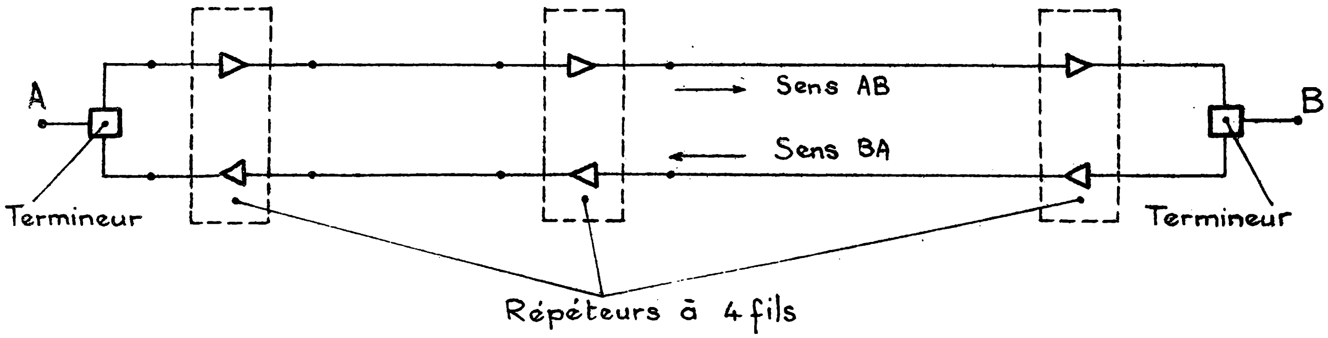


Fig. 3

On constate immédiatement, en comparant les figures 2 et 3, qu'un circuit à quatre fils, pris entre ses deux extrémités A et B, se comporte, dans son ensemble, comme un répéteur à deux fils unique, pris entre les points a et b de la figure 2, chacune des voies amplificatrices du répéteur à deux fils étant remplacée par une suite alternée d'amplificateurs unidirectionnels et de sections de ligne. Cette remarque nous servira ultérieurement, mais avant d'aborder l'étude détaillée des propriétés de ces deux types de circuits, nous allons étudier les caractéristiques des répéteurs à 4 fils, puis celles des organes d'aiguillage et enfin celles des répéteurs à deux fils.

CHAPITRE XI

LE REPETEUR A QUATRE FILS

1. *GENERALITES*

Un répéteur à quatre fils pour circuits de la technique dite "Basse Fréquence" sur câbles pupinisés, est donc essentiellement constitué par deux amplificateurs comportant chacun :

- un transformateur d'entrée "survolteur"

- un ou deux tubes amplificateurs

- un transformateur de sortie adaptateur.

Chaque amplificateur est destiné à amplifier les courants de conversations de l'un des deux sens de transmission ; ces deux amplificateurs sont dans le cas général, de construction absolument idientique.

Lorsque l'amplificateur comporte deux étages d'amplification, le premier étage est équipé d'un tube amplificateur de "tension" et le second d'un tube monté en amplificateur "de puissance".

Du fait de l'étage amplificateur en tension, le rôle "survolteur" du transformateur d'entrée se trouve réduit et l'on peut lui donner un rapport de transformation moins différent de l'unité, ce qui diminue les fuites et laisse un plus grand choix dans les autres caractéristiques. Les avantages obtenus par l'association du transformateur d'entrée et du tube de tension permettent d'obtenir un amplificateur à gain plus élevé, la tension appliquée au tube de puissance étant supérieure à celle obtenue avec le seul transformateur survolteur. Le couplage entre les deux étages peut être réalisé, comme nous l'avons vu, par transformateur ou par tension "résistance capacité". Ce dernier

mode de couplage est actuellement le plus utilisé dans les répéteurs pour systèmes à courants porteurs à 2, 3 et 6 voies sur câbles pupinisés. Cependant, pour simplifier notre étude, nous ne considérerons que le cas des "répéteurs" à un seul tube. L'amplificateur doit donc recevoir à son entrée les tensions affaiblies arrivant à l'extrémité d'une ligne, et débiter sur une deuxième ligne connectée à ses bornes de sortie, une puissance qui doit être la plus grande possible sans distorsion d'aucune sorte.

2. *EMPLACEMENT DES "REPETEURS". ADAPTATION DES IMPEDANCES*

Ce fonctionnement implique certaines conditions relativement à l'impédance d'entrée et à l'impédance de sortie du répéteur par rapport aux impédances des lignes et fixe la position du répéteur dans la section de pupinisation.

Considérons une section de pupinisation et cherchons à insérer un répéteur à quatre fils en un point quelconque de la section (figure 1).

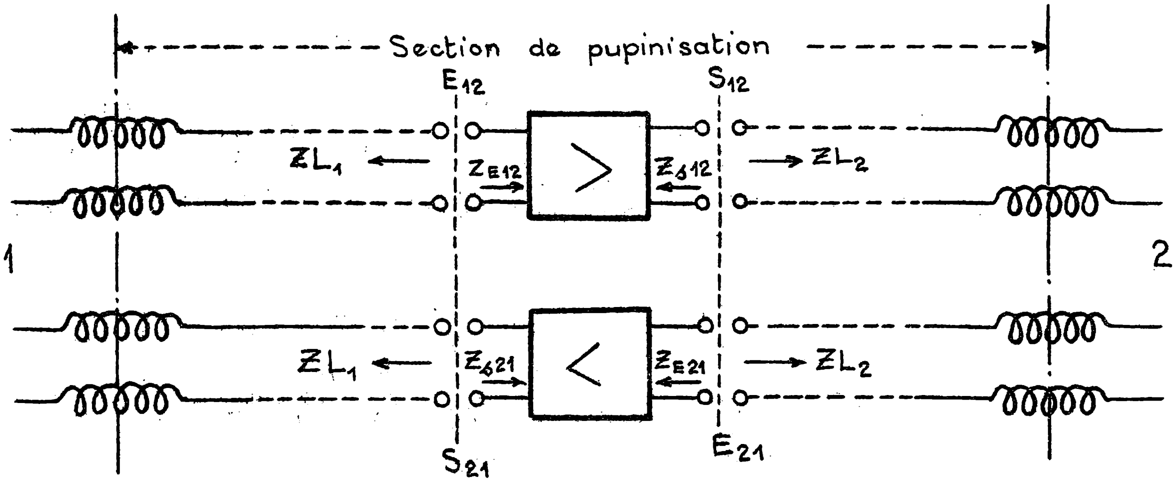


Fig. 1

Pour éviter des réflexions qui produiraient des oscillations de la courbe d'équivalent en fonction de la fréquence, l'impédance d'entrée de chaque amplificateur doit être égale à l'impédance de la ligne raccordée aux bornes de sortie de cet amplificateur ; au point de vue des réflexions, rien n'est alors changé à la propagation des courants le long de la section complète, par l'insertion de l'amplificateur.

On doit donc avoir les égalités :

$$Z_{E12} = Z_{L2} \quad \text{et} \quad Z_{E21} = Z_{L1}$$

Or, les deux voies amplificatrices étant évidemment identiques, on a :

$$Z_{E12} = Z_{E21}$$

Les conditions d'adaptation ci-dessus ne pourront dònc être réalisées que si :

$$Z_{L_1} = Z_{L_2}$$

Par conséquent, au point d'insertion du répéteur, les impédances de la ligne vues dans les deux directions, doivent être égales. Or, en un point quelconque d'une section de pupinisation, ces impédances sont imaginaires conjuguées. Ce n'est qu'à mi-section, où elles sont sensiblement réelles (sauf aux très basses fréquences pour lesquelles la charge n'intervenant pratiquement plus, la ligne se comporte comme une ligne homogène) qu'elles sont égales.

On est donc amené à placer les centres d'amplification au milieu des sections de pupinisation. Lorsque les circonstances imposent un emplacement différent, par exemple lorsque la distance de la dernière bobine de charge à l'entrée du répéteur est inférieure à une demi-section, on se ramène artificiellement au cas où la ligne est terminée à mi-section en la complétant par des condensateurs placés en dérivation entre les deux conducteurs de la ligne. On s'impose en outre, en général, une condition d'adaptation des impédances à la sortie :

$$Z_{S12} = Z_{L2} \qquad Z_{S21} = Z_{L1}$$

qui conduit aux mêmes conditions que la précédente puisque $Z_{S21} = Z_{S12}$. Nous verrons cependant des cas où cette condition supplémentaire qui correspond au maximum de puissance utilisable fournie, n'est pas remplie, d'autres facteurs pouvant également entrés en ligne de compte (distorsion harmonique). L'adaptation d'impédance à l'entrée doit dans ce cas être plus rigoureuse.

2.1. REALISATION DE L'ADAPTATION DES IMPEDANCES A L'ENTREE

La condition d'adaptation de l'impédance d'entrée se réalise, dans la plupart des cas, simplement en plaçant à l'entrée du répéteur, en dérivation sur le primaire du transformateur d'entrée, une résistance de valeur convenable (800 ohms ou 600 ohms suivant le type du matériel).

Cela est possible, car l'impédance d'entrée du montage amplificateur, vue à travers le transformateur, est très grande devant l'impédance caractéristique de la ligne, à condition toutefois que la bande des fréquences transmises ne s'écarte pas trop de part et d'autre de la fréquence de résonance "shunt" du transformateur d'entrée et de la capacité dynamique du tube, particulièrement du côté des basses-fréquences. Nous avons vu, de façon plus précise, qu'à la fréquence des résonance "shunt", cette impédance est réelle et infiniment grande, car elle est égale à la résistance d'isolement du circuit de grille, vue à travers le transformateur d'entrée. Nous rappelons à ce propos, que ce transformateur ne joue aucun rôle dans l'adaptation des impédances et sert uniquement de survolteur. Nous savons que l'on est limité dans la diminution du rapport de transformation, par l'influence des inductances de fuite, mais en outre,

la diminution de ce rapport abaisserait en même temps l'impédance du circuit de grille vue à travers le transformateur, ce qui à partir d'une certaine valeur, serait défavorable à une bonne adaptation, cette impédance variant avec la fréquence. En pratique les rapports adoptés varient de 1/10 à 1/25 mais sont le plus souvent de l'ordre de 1/20.

Un condensateur placé en série à l'entrée du répéteur, avant cette résistance, permet d'améliorer l'adaptation aux basses fréquences, si nécessaire, en donnant à l'impédance d'entrée une composante imaginaire négative semblable à celle de la ligne pupinisée. En outre, nous verrons que ce condensateur, introduisant un affaiblissement aux basses fréquences (donc diminuant le gain à ces fréquences), joue un rôle dans la fixation de la courbe "gain/fréquence" de l'amplificateur. Ce condensateur unique peut être remplacé par un système plus complet comprenant une résistance en série avec un condensateur, ou un condensateur en série avec un autre condensateur shunté par une résistance.

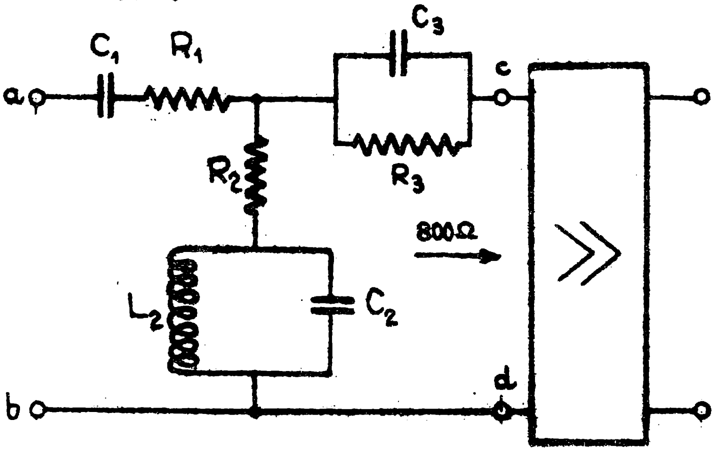


Fig. 2

Dans le cas de répéteurs transmettant une bande fréquences relativement large (systèmes à 3 et 6 voies), on réalise l'adaptation dans toute la bande, de façon plus précise, au moyen d'un quadripôle correcteur d'impédance monté à l'entrée du répéteur et différent suivant la charge du circuit (figure 2). Un tel correcteur introduit une distorsion d'affaiblissement en fonction de la fréquence.

2.2. REALISATION DE L'ADAPTATION DES IMPEDANCES A LA SORTIE

Le tube amplificateur étant équivalent à une source dont l'impédance interne est une résistance pure ρ , l'adaptation à la sortie des répéteurs est réalisée au moyen du transformateur de sortie. Eventuellement on peut ajouter un condensateur en série avec le secondaire, pour parfaire l'adaptation aux basses fréquences. Nous avons vu que le transformateur de sortie, étant à inductances de fuite prépondérantes, donne à l'impédance de sortie du répéteur, une composante imaginaire positive, ce qui empêche de réaliser une adaptation aussi précise qu'à l'entrée. Suivant les types de matériel, le rapport de transformation aura les valeurs :

$$\sqrt{r_1} = \sqrt{\frac{\rho}{800}} \quad \text{ou} \quad \sqrt{r_2} = \sqrt{\frac{\rho}{600}}$$

et si le répéteur est systématiquement désadapté à la sortie (ancien matériel pour systèmes à 2 et 3 voies), on aura : $\sqrt{r_3} = \sqrt{\frac{\rho}{200}}$

2.3. PRECISION DE L'ADAPTATION DES IMPEDANCES

La précision avec laquelle doit être réalisée l'adaptation des impédances, est fixée dans les cahiers des charges par une valeur maxima imposée au coefficient de réflexion :

$$p = \left| \frac{Z - W}{Z + W} \right| \leqslant a$$

Z étant l'impédance de la ligne et W l'impédance d'entrée ou de sortie du répéteur pour une fréquence quelconque de la bande transmise. Par exemple $a = 0,30$ pour l'impédance d'entrée des répéteurs à quatre fils, à un seul étage d'amplification, la tolérance étant en général plus grande pour l'impédance de sortie. Dans le cas des répéteurs systématiquement désadaptés à la sortie, Z doit être évidemment pris égal à 200 ohms.

2.3.1. DETERMINATION GRAPHIQUE DU COEFFICIENT DE REFLEXION

Le coefficient de réflexion $p = \frac{Z - W}{Z + W}$ se rencontre fréquemment dans la pratique, et il existe de nombreux abaques permettant de le déterminer pour diverses valeurs de Z.

Cependant un moyen graphique simple permet d'obtenir rapidement la valeur de ce coefficient.

Soient, par exemple, à la fréquence f :

$$Z = a + jb$$
$$W = c - jd$$

Traçons, dans le plan complexe, les vecteurs représentatifs de Z et W, $\vec{0A}$ et $\vec{0B}$, puis construisons sur $\vec{0A}$ et $\vec{0B}$, le parallélogramme classique 0ABD (figure 3).

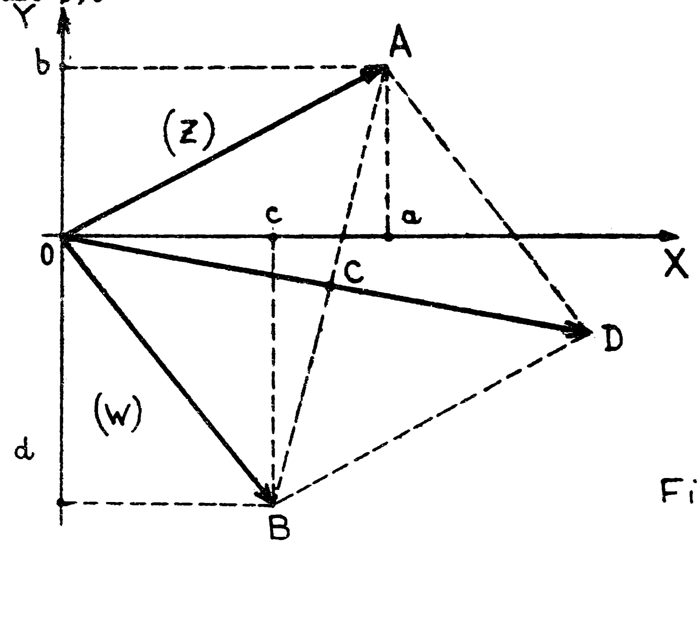


Fig. 3

La diagonale 0D représente le module de la somme $Z + W$.

Nous avons de plus :

$$0B + BA = 0A$$

d'où

$$W + BA = Z$$

soit :

$$BA = Z - W$$

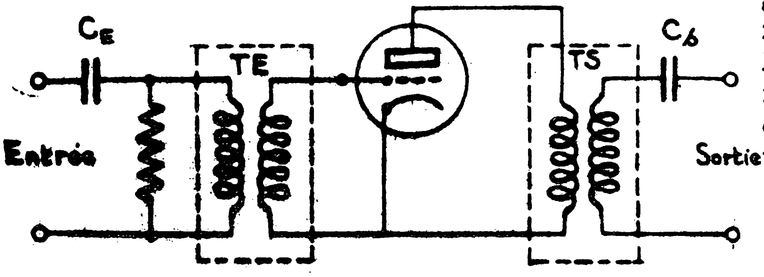
La longueur de la diagonale BA représente donc le module de $Z-W$, d'où l'on a finalement :

$$p = \left|\frac{Z-W}{Z+W}\right| = \left|\frac{AB}{OD}\right|$$

ou encore, C étant le milieu des diagonales :

$$p = \left|\frac{Z-W}{Z+W}\right| = \left|\frac{AC}{OC}\right|$$

3. *SCHEMA TYPE D'UN REPETEUR A QUATRE FILS "BASSE FREQUENCE"*



La figure 4 nous donne alors le schéma général d'un sens d'amplification d'un répéteur à quatre fils, sous la forme la plus simple, le deuxième sens étant identique au premier. Nous supposons ici que le montage comporte un seul tube triode sans réaction.

Fig. 4

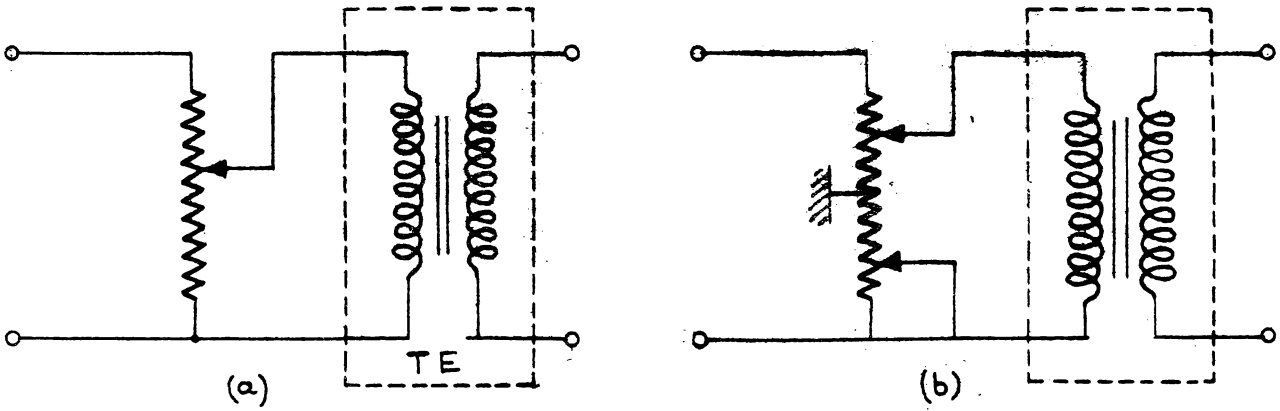
4. *ETUDE DU GAIN. REGLAGES*

La notion de gain ne présente un sens précis qu'autant qu'on indique les impédances entre lesquelles le gain doit être mesuré. Pratiquement, on ne considère que le gain composite entre deux résistances égales qui, dans la technique "Basse Fréquence", ont les valeurs 800 ou 600 ohms.

4.1. VARIATION DU GAIN. POTENTIOMETRE

De toutes façons, il est nécessaire de pouvoir faire varier ce gain, pour adapter le répéteur aux diverses conditions d'utilisaton, La résistance d'adaptation d'impédance à l'entrée peut être utilisée pour obtenir cette variation du gain, ce qui lui fait donner, dans ce cas, le nom de "potentiomètre" de gain.

On peut monter cette résistance d'adaptation en potentiomètre soit simple (ou dissymétrique) soit double (ou symétrique), le potentiomètre double offrant l'avantage d'une meilleure symétrie par rapport à la terre, étant donné que la mise à la terre de son point milieu fixe parfaitement les potentiels (figure 5 a et b).



(a) Potentiomètre simple

(b) Potentiomètre double

Fig. 5

Ces potentiomètres sont en général, dans les répéteurs ordinaires, à "plots" et non à "contacts glissants" (meilleurs contacts). Ils permettent donc de prélever, par plot, des fractions de la tension totale à l'entrée, correspondant à des variations déterminées du gain. Très fréquemment, le potentiomètre comporte 12 plots, dont un de coupure pour lequel la transmission est supprimée, la variation de gain d'un plot au suivant, pour les onse autres, étant d'un décinéper. Il est facile de trouver l'expression de la variation du gain entre deux plots. En effet, le gain composite mesuré entre deux impédances Z est, en appelant U_s la tension aux bornes de l'impédance de réception :

$$g_{(z,z)} = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \left| \frac{\frac{U_s^2}{Z}}{\frac{E^2}{4\,Z}} \right|$$

$$g_{(z,z)} = \operatorname{Log} \left| \frac{2 . U_s}{E} \right|$$

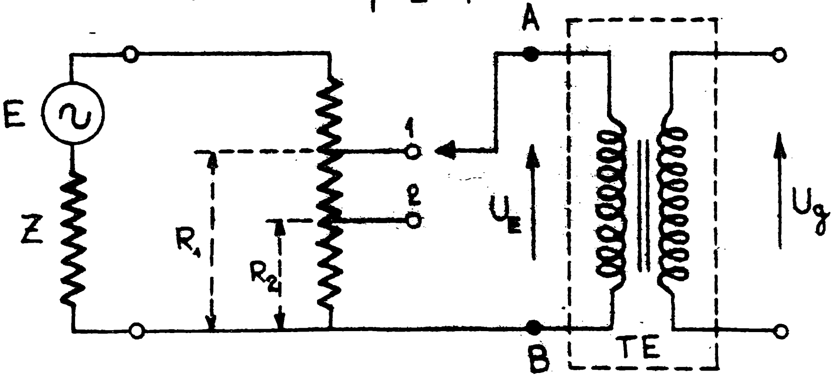


Fig. 6

Considérons alors deux position du potentiomètre, correspondant à des valeurs R_1 et R_2 de la résistance d'adaptation (figure 6) ; elles donnent des valeurs U_{s1} et U_{s2} de la tension U_s, donc des gains g_1 et g_2. Mais le système étant supposé linéaire, les tensions de sortie U_s sont dans le rapport des tensions d'entrée U_E mesurées entre les bornes A et B . Donc :

$$\Delta_g = g_1 - g_2 = \operatorname{Log} \left| \frac{2\,U_{s1}}{E} \right| - \operatorname{Log} \left| \frac{2\,U_{s2}}{E} \right| = \operatorname{Log} \left| \frac{U_{s1}}{U_{s2}} \right| = \operatorname{Log} \left| \frac{U_{E1}}{U_{E2}} \right|$$

Or, nous savons qu'à la fréquence f_o de résonance shunt du transformateur et du tube associé, le courant absorbé par le primaire est très sensiblement nul. Donc, à cette fréquence, la tension à l'entrée U_E est proportionnelle à la fraction de résistance utilisée, R_n.

A la fréquence f_o, en passant du plot 1 au plot 2, le gain varie de :

$$\Delta g = \text{Log} \left| \frac{R_1}{R_2} \right| \qquad (1)$$

4.3. PARALLELISME DES COURBES DE GAIN. POTENTIOMETRE COMPENSE

Mais avec un potentiomètre tel que celui de la figure 6, le résultat exprimé par la formule (1) n'est plus exact aux fréquences éloignées de f_o, car le courant absorbé par le primaire n'est plus négligeable et varie avec la fréquence. La variation de gain Δg dépend alors de la fréquence et les courbes "gain/fréquence" tracées pour différents plots du potentiomètre ne seront pas parallèles. Or, il est évidemment nécessaire que la variation de gain d'un plot au suivant soit la même pour toutes les fréquences, sinon la courbe de gain change de forme quand le réglage du potentiomètre change, introduisant des distorsions.

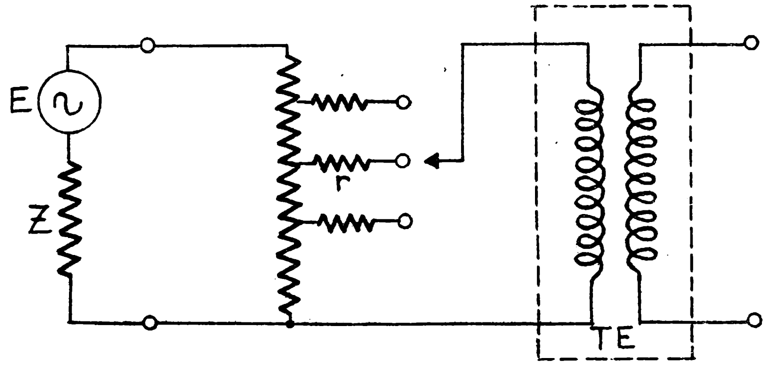


Fig. 7

Pour conserver le parallélisme des courbes de gain, il suffit que l'impédance du potentiomètre, vue des points A et B vers la source, soit constante et indépendante du plot considéré (voir annexe 1 du présent chapitre).

Pour réaliser cette condition, on peut intercaler des résistances en série sur les prises du potentiomètre, comme l'indique la figure 7. Un potentiomètre ainsi réalisé est dit "compensé" et permet d'obtenir des variations importantes de gain, sans altération du parallélisme des courbes de gain.

4.3. POTENTIOMETRE DE GRILLE

Dans le cas d'un amplificateur à contre-réaction "série" à l'entrée, nous savons que l'impédance active d'entrée W du montage amplificateur, a une très grande valeur (chapitre 4, paragraphe 2.1.1). On peut alors réaliser le montage de la figure 8; l'impédance d'entrée W étant supposée vue, à partir des points A et B, vers la droite. Le transformateur d'entrée (ou de grille) TE, est bouclé sur une résistance de valeur élevée P_t, montée en potentiomètre ; cet ensemble fonctionne donc pratiquement à circuit ouvert. L'impédance d'entrée Z_e qui doit être égale à l'impédance d'adaptation (800 ou 600 ohms), est donc égale à la résistance de P_t vue à travers le transformateur TE de rapport $\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{r}$.

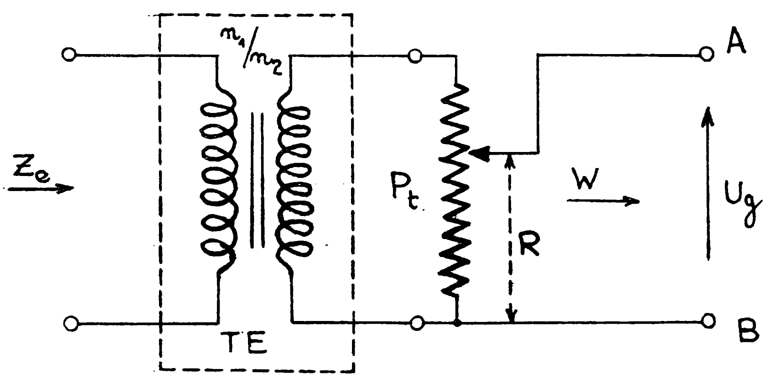


Fig. 8

Ce potentiomètre, utilisé dans les répéteurs modernes à 2 et 4 fils, n'a pas besoin d'être compensé, car du fait de la grande valeur de W, les tensions sont toujours dans le rapport des résistances R utilisées.

5. MARGE DE GAIN DES REPETEURS QUATRE FILS "BASSE FREQUENCE"

La marge de gain des répéteurs à quatre fils varie évidemment en fonction de l'utilisation prévue pour ces répéteurs.

Les répéteurs ordinaires pour circuit quatre fils à une voie, sont toujours à un seul étage d'amplification, leur gain variant de un à trois népers environ par bonds de 0,1 néper.

Les répéteurs utilisés pour circuits quatre fils à deux, trois et six voies, sont tous à deux étages d'amplification. Leur marge de gain s'étend de 0,5 à 4,5 népers, mais sur la position "gain plat" (c'est-à-dire indépendant de la fréquence), on atteint plus de 6 népers de gain.

Lorsque la variation de gain est importante, comme dans le cas des répéteurs à deux étages, le potentiomètre est insuffisant pour l'obtenir tout au moins sans complication et augmentation du nombre de plot ; on trouve alors, en avant du potentiomètre, des lignes artificielles, variables par soudure, d'impédance caractéristique égale à l'impédance d'adaptation à l'entrée.

6. PUISSANCE MAXIMA SUSCEPTIBLE D'ETRE DEBITEE SANS DISTORSION

La puissance alternative maxima susceptible d'être débitée sans distorsion à la sortie du répéteur ne dépend que du tube de puissance.

Elle est donnée, dans le cas du répéteur adapté à la sortie, par la formule :

$$P_{max} = \frac{V_{p_0}^2}{50\rho}$$

où V_{p_0} est la tension de la source de polarisation continue de plaque.

Le C.C.I.T. fixe à 50 mW la puissance de sortie maxima d'un répéteur à quatre fils pour circuits téléphoniques ordinaires.

ANNEXE AU CHAPITRE XI

PARALLELISME DES COURBES DE GAIN

Nous avons dit que pour conserver le parallèlisme des courbes de gain, il suffit que l'impédance du potentiomètre, vue des points A et B vers la source soit constante, indépendante de la position du curseur sur les plots.

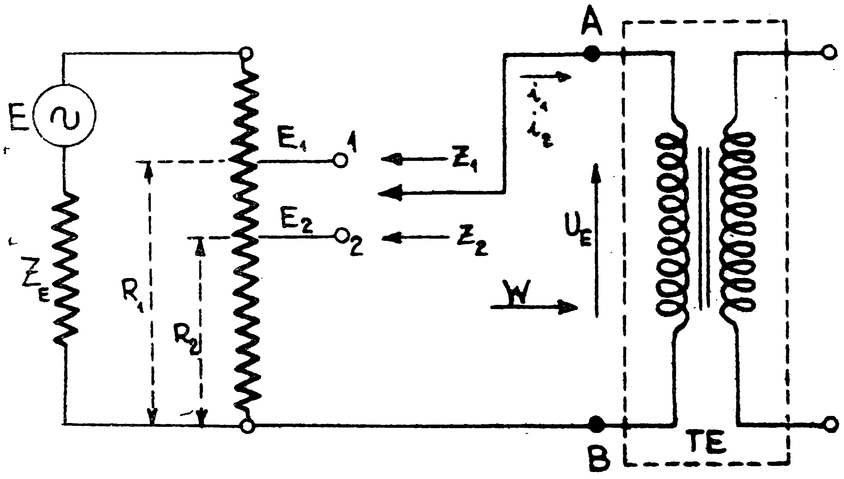


Fig. 1

Soient en effet, i_1 et i_2 les valeurs du courant dans le primaire du transformateur, pour deux positions du curseur du potentiomètre, correspondant à deux résistances R_1 et R_2, à une même fréquence quelconque f différente de f_0. Soit W l'impédance mesurée, à cette même fréquence f, des points A et B vers le transformateur (figure 1).

D'après le théorème de Thévenin, on peut remplacer l'ensemble de la source (E, Z_E) et du potentiomètre situés à gauche des points A et B, par un générateur de force électromotrice E_1 ou E_2 et d'impédance interne Z_1 ou Z_2 suivant le plot considéré.

E_1 et E_2 étant les tensions à vide aux plots 1 et 2, nous avons :

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{R_1}{R_2}$$

d'où :

$$U_{E_1} = E_1 \frac{W}{Z_1 + W} \qquad \text{et} \qquad U_{E_2} = E_2 \frac{W}{Z_2 + W}$$

La variation de gain du plot 1 au plot 2 nous est donnée par :

$$\Delta_g = \mathrm{Log}\left|\frac{U_{s1}}{U_{s2}}\right| = \mathrm{Log}\left|\frac{E_1}{E_2}\cdot\frac{Z_2+W}{Z_1+W}\right| = \mathrm{Log}\,\frac{R_1}{R_2} + \mathrm{Log}\left|\frac{Z_2+W}{Z_1+W}\right|$$

Pour que cette variation, soit, <u>pour toute fréquence,</u> égale à $\mathrm{Log}\,\frac{R_1}{R_2}$ il faut et il suffit que : $Z_1 = Z_2$.

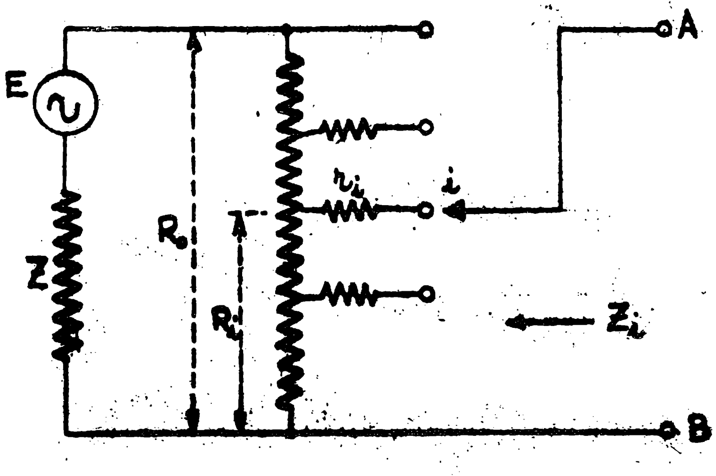


Fig. 2

Pour réaliser cette condition, on peut intercaler des résistances en série sur les prises du potentiomètre, comme l'indique la figure 2. Désignons par R_o la résistance totale du potentiomètre et par Z_i l'impédance mesurée vers la gauche à partir des points A et B et correspondant au plot i, pour lequel la résistance prise sur le potentiomètre est R_i et la résistance de compensation r_i.
Supposons que l'impédance Z soit aussi une résistance pure. Dans ces conditions :

$$Z_i = r_i + \frac{R_i\left[Z + R_o - R_i\right]}{Z + R_o} \quad (1)$$

Il est alors facile de déterminer les résistances r_i de façon que l'impédance Z_i soit indépendante du plot considéré et égale à une résistance pure Z_o. Si l'on admet que pour $R_i = R_o$, r_i soit nul, c'est-à-dire que sur le plot correspondant à la totalité du potentiomètre il n'y ait pas de résistance en série, on a :

$$Z_o = \frac{R_o\,Z}{R_o + Z}$$

L'équation (1) donne alors :

$$r_i = \frac{\left[Z - R_i\right]\cdot\left[R_o - R_i\right]}{R_o + Z}$$

Il est facile de déterminer les r_i, à partir des valeurs R_i données par la variation de gain Δg demandée.

CHAPITRE XII

CORRECTION DE LA DISTORSION D'AFFAIBLISSEMENT DES LIGNES

1. *GENERALITES*

Les lignes des divers types, qu'elles soient ou non chargées, présentent une distorsion d'affaiblissement (l'affaiblissement croissant avec la fréquence), qu'il importe de corriger sur le circuit pris dans son ensemble, pour obtenir une transmission correcte. Il suffit d'ailleurs que cette correction soit effectuée dans la bande des fréquences effectivement transmises en ligne.

Deux solutions se présentent immédiatement.

1.1. CORRECTION DANS LE REPETEUR

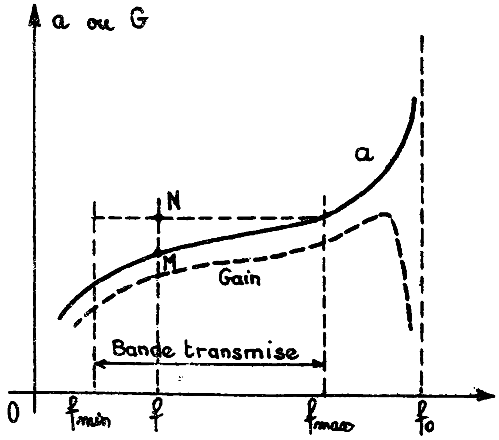


Fig. 1

Les répéteurs insérés sur le circuit ne sont pas alimentés à tension constante en fonction de la fréquence et débitent par conséquent à leur sortie, si l'on ne prend pas de dispositions spéciales, une puissance variable avec la fréquence. Mais si l'on peut donner au répéteur une caractéristique de gain en fonction de la fréquence qui ait la même forme que la courbe d'affaiblissement de la section de câble qui le précède, on rétablit la constance de la tension à la sortie du répéteur, ce dernier doit donc dans ces conditions, amplifier davantage les fréquences qui ont été les plus affaiblies par la ligne, donc avoir un gain croissant avec la fréquence.

On compense ainsi la distorsion d'affaiblissement de la ligne par la distorsion de gain, ou "contre-distorsion" du répéteur. (figure 1).

Ce procédé de correction consiste à placer dans le répéteur des réseaux d'impédances modifiant la courbe de gain, et appelés "réseaux de contre-distorsion".

On s'arrange, en général, pour que chaque répéteur compense la distorsion d'affaiblissement du tronçon qui le précède. Mais cette règle n'est pas absolue, la condition de fidélité n'étant imposée qu'à la liaison prise dans son ensemble. Si un répéteur ne corrige pas exactement le tronçon qui le précède, l'appoint de correction peut se faire sur d'autres répéteurs, et dans certains cas, on peut avoir à "précorriger" le tronçon suivant le répéteur, en totalité ou en partie ; la puissance de sortie du répéteur est alors croissante avec la fréquence.

1.2. EGALISATION DE LA LIGNE

On peut également chercher à modifier l'affaiblissement du câble de façon à le rendre constant dans toute la bande des fréquences transmises. Il faut ajouter pour cela, à l'extrémité du câble, un réseau convenable dont l'impédance doit être la même que celle du câble pour qu'il n'y ait pas de réflexion, et dont l'affaiblissement doit varier comme l'ordonnée MN (figure 1), quand la fréquence varie de f_{min} à f_{max}, fréquences extrêmes de la bande effectivement transmise.

On égalise ainsi l'affaiblissement de la ligne à une valeur qui ne peut naturellement être, au minimum, que l'affaiblissement correspondant à la plus haute fréquence transmise ; on accroît donc sa valeur.

Les réseaux correcteurs ainsi employés sont appelés "égaliseurs de ligne". Les amplificateurs utilisés doivent alors être sans distorsion, c'est-à-dire que leur gain doit être indépendant de la fréquence.

2. *CORRECTION DANS LE REPETEUR*

2.1. PRINCIPE GENERAL

Désignons par G le gain du répéteur considéré et par A l'affaiblissement du tronçon qui le précède. Supposons d'autre part que les impédances du répéteur et de la ligne soient exactement adaptées. L'emploi d'un potentiomètre placé à l'entrée du répéteur permet, moyennant certaines précautions, de déplacer parallèlement à elle-même, la courbe de gain/fréquence du répéteur. La distorsion d'affaiblissement du tronçon de ligne considéré sera exactement compensée si l'on parvient à faire en sorte que la différence $A - G$ soit indépendante de la fréquence, et ce résultat sera atteint si pour une position du potentiomètre, la courbe du gain du répéteur coïncide exactement avec la courbe d'affaiblissement du câble.

Ce procédé revient donc à déformer la courbe représentant le gain en fonction de la fréquence, pour obtenir cette coïncidence. Il s'applique particulièrement aux circuits pupinisés de la technique "Basse Fréquence". Suivant le montage du réseau de correction, deux solutions principales sont possibles, connues sous les noms de :

- "Contre distorsion série"

- "Contre distorsion dans le réseau de contre réaction".

2.2. CONTRE DISTORSION "SERIE"

2.2.1. PRINCIPE

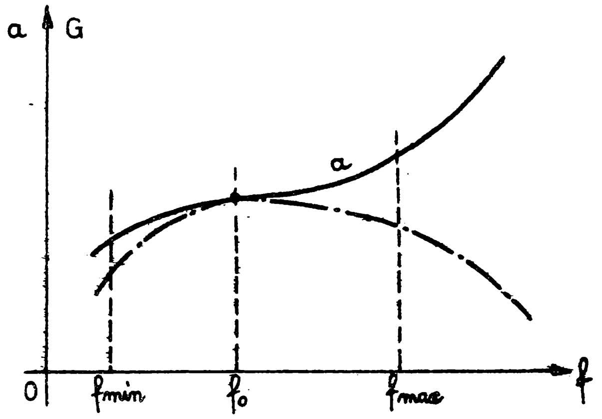


Fig. 2

Supposons que pour un plot convenable du potentiomètre de gain du répéteur, il soit possible d'amener les courbes représentant le gain G et l'affaiblissement A dans la position relative indiquée par la figure 2.

Les deux courbes coïncident alors dans la région des fréquences moyennes. Nous avons vu en effet que, autour de la fréquence f_o de résonance "shunt" du transformateur d'entrée et du tube associé, le gain du répéteur ne varie que très peu. Il est, en outre, sensiblement indépendant de toute impédance mise en série sur le primaire du transformateur d'entrée, car, pour f_o, le courant primaire est nul (pratiquement très faible). D'autre part, avec les types de pupinisation ordinairement employés, l'affaiblissement du câble varie lentement dans la région des fréquences moyennes. Il sera donc possible, en choisissant convenablement la fréquence de résonance f_o, de faire coïncider très sensiblement les deux courbes A et G sur une certaine bande de fréquence autour de f_o, ceci quel que soit le montage mis en série à l'entrée avec le transformateur.

Si $f_{min.}$ et $f_{max.}$ sont les fréquences limitant la bande dans laquelle le répéteur doit compenser la distorsion d'affaiblissement apportée par la ligne, pour réaliser la concordance des courbes A et G dans cet intervalle de fréquence, on voit qu'il faut augmenter le gain pour les fréquences comprises entre f_{min} et f_o, comme pour les fréquences comprises entre f_o et f_{max}, sans le modifier aux fréquences voisines de f_o. Or, pour augmenter l'amplification fournie par le répéteur à une fréquence donnée, il faut, pour cette fréquence, augmenter la tension appliquée à la grille du tube (tension secondaire du transformateur d'entrée U_s).

2.2.2. REALISATION

Nous savons déjà que, à la fréquence f_0, le rapport $\frac{U_s}{E}$ passe par un maximum égal à $\frac{1}{\sqrt{n}}$, $\sqrt{n}$ étant le rapport de transformation du transformateur d'entrée. Nous venons de dire que, pour réaliser la correction de la distorsion d'affaiblissement du câble, il faut, de part et d'autre de f_0, augmenter le gain, donc créer des surtensions pour augmenter la tension appliquée à la grille du tube.

Il nous suffira de mettre en pratique les phénomènes de résonance que nous avons déjà décrits au chapitre 9, en introduisant en série avec le primaire du transformateur d'entrée, un réseau correcteur dont l'influence, nulle pour f_0, aura pour effet d'augmenter le gain de part et d'autre de f_0.

Si nous constituons ce correcteur par une capacité, nous savons qu'il augmentera l'amplification pour les fréquences inférieures à f_0, la fréquence correspondant au maximum de gain se rapprochant de f_0 à mesure que la capacité diminue ; l'influence d'une capacité en série sera d'autant plus marquée pour relever le gain aux basses fréquences, que cette capacité sera plus petite. Si nous constituons ce correcteur par une inductance, nous aurons un phénomène identique à celui de la résonance des inductances de fuite du transformateur d'entrée, l'inductance en série ayant même effet que des fuites supplémentaires. Nous savons que l'amplification augmentera pour les fréquences supérieures à f_0, la fréquence correspondant au maximum de gain se rapprochant de f_0 à mesure que l'inductance augmente : l'influence d'une inductance en série sera d'autant plus marquée pour relever le gain en haute fréquence, que cette inductance sera plus forte. Remarquons que le transformateur d'entrée peut déjà réaliser par lui-même, si la bande transmise est assez élevée, une certaine correction de la distorsion en haute fréquence, par la résonance de ses selfs-inductances de fuite.

Supposons maintenant que les deux éléments, inductance et capacité, soient placés simultanément en série sur le primaire du transformateur d'entrée. On peut alors agir à la fois sur les basses et les hautes fréquences, l'inductance ayant aussi pour effet de réduire légèrement l'augmentation de gain donnée aux basses fréquences par la capacité, et la capacité pour effet de réduire légèrement l'augmentation de gain donnée par l'inductance en haute fréquence. Mais on conçoit qu'il est possible de choisir les valeurs de l'inductance et de la capacité, pour que l'influence de l'inductance devienne rapidement négligeable aux fréquences inférieures à f_0 et celle de la capacité négligeable aux fréquences supérieures à f_0. Il suffit pour cela que l'inductance ne soit pas trop forte et la capacité pas trop petite. Bien entendu, pour $f = f_0$, le gain est fixe, quelle que soit la nature du correcteur.

Si l'on trace alors les courbes représentant le gain du répéteur en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de l'inductance et de la capacité du correcteur, on constate que toutes ces courbes viennent passer par un point commun, correspondant au gain du répéteur pour la fréquence f_0 ; c'est même là un moyen de déterminer facilement la fréquence de résonance shunt f_0 du transformateur d'entrée et du tube associé.

Ainsi la "contre distorsion série" agit essentiellement par les "surtensions" qu'elle introduit, sans absorption d'énergie ; de plus, les réglages en hautes et basses fréquences sont pratiquement indépendants et l'on peut faire des corrections séparément sans modifier la partie déjà réglée.

2.2.3. <u>RESEAUX DE "CONTRE DISTORSION SERIE"</u>

Naturellement le système correcteur simple que nous venons d'examiner (inductance et capacité en série), peut être remplacé par n'importe quel "dipôle" (réseau à deux bornes) présentant les mêmes caractéristiques d'impédance, mais permettant, par des réglages plus précis, une meilleure correction de la distorsion d'affaiblissement.

Il est souvent utile de remplacer l'inductance par un circuit "bouchon" dont la fréquence propre de résonance F se situe au-delà de la fréquence maximum à transmettre, mais inférieure à la fréquence de coupure de la ligne pupininée. En effet, à cette fréquence F, l'impédance du circuit bouchon devient très grande, rendant pratiquement nulle la tension appliquée au primaire du transformateur d'entrée. Le gain décroît donc très brusquement quand la fréquence se rapproche de la fréquence F, évitant ainsi les inconvénients de l'amplification des fréquences trop élevées, là ou la courbe d'impédance des circuits pupinisés présente des irrégularités plus nombreuses et souvent importantes.

D'autre part, pour éviter des surtensions trop aigües et obtenir des courbes plus arrondies, on introduit souvent des résistances dans les correcteurs (amortissement).

Lorsque les éléments constituant le réseau correcteur sont variables, les différents réglages de contre distorsion sont caractérisés par les différences entre les gains à la plus haute et à la plus basse fréquence à transmettre, et le gain à la fréquence f_0 (800 Hz ou 2000 Hz en général) ; pour un même plot du potentiomètre :

$$\Delta G(HF) = G_{f_{max}} - G_{f_0}$$

$$\Delta G(BF) = G_{f_{max}} - G_{f_0}$$

2.2.4. <u>GAIN AUX BASSES FREQUENCES</u>

Il arrive le plus souvent que pour les fréquences basses, comprises entre f_{min} et f_0, le gain du répéteur est plus élevé que l'affaiblissement du câble, et les courbes ne peuvent être amenées dans la position relative de la figure 2. Pour y parvenir, on est obligé de réduire préalablement le gain aux fréquences inférieures à f_0, en insérant en série à l'entrée du répéteur, un condensateur qui, introduisant un affaiblissement aux basses fréquences, réduit donc le gain à ces mêmes fréquences.

Ce condensateur est le même que celui qui sert à améliorer l'adaptation de l'impédance d'entrée aux basses fréquences. Il joue le rôle d'égaliseur. Le condensateur de contre distorsion série sert alors à parfaire la coïncidence des courbes de gain et d'affaiblissement et peut parfois même être supprimé.

2.3. CONTRE DISTORSION DANS LE RESEAU DE CONTRE-REACTION

Ainsi que nous l'avons vu au chapitre 4, dans un amplificateur à contre-réaction pour lequel le produit $\mu.\beta$ est grand devant l'unité, le gain est fixé par le réseau de réaction. En faisant varier la courbe d'affaiblissement/fréquence du réseau de réaction β, on obtiendra des variations correspondantes de la courbe de gain : on peut donc réaliser la contre distorsion par le réseau de contre-réaction.

Mais la manipulation de tels réseaux, dont l'impédance doit varier avec la fréquence suivant une loi déterminée, est délicate en raison des déphasages variables avec la fréquence qu'ils introduisent, créant ainsi des risques d'amorçage. D'autre part, la variation de β fait varier le taux de contre-réaction, modifiant ainsi les qualités de l'amplificateur.

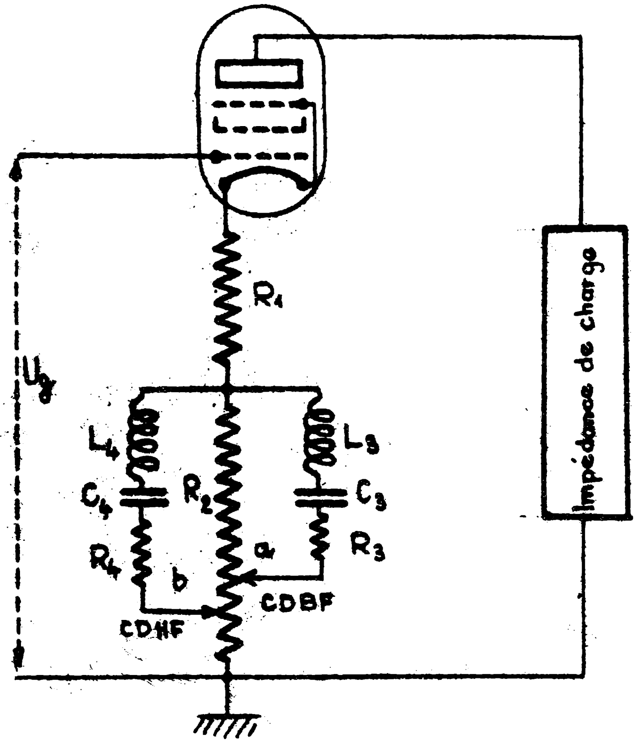


Fig. 3

Aussi le procédé n'est commodément utilisable que dans des répéteurs de structure simple, ne transmettant qu'une bande de fréquences relativement peu étendue. Dans le matériel Français, il a été appliqué aux répéteurs normalisés 44/51 pour circuits à deux fils et pour circuits à quatre fils ordinaires (une seule voie). Le schéma, réduit aux éléments essentiels, est donné par la figure 3. Le circuit de contre-réaction cathodique "série" est composé des résistances R_1 et R_2. En plaçant en dérivation sur une partie de la résistance R_2 un réseau R_3, C_3, L_3 dont l'impédance est variable aux fréquences basses (résonance voisine de 300 Hz), on obtient la contre distorsion aux fréquences basses, comprises entre 300 et 800 Hz, réglable suivant le plot a. La contre distorsion aux fréquences élevées est obtenue de la même façon au moyen du réseau R_4, L_4, C_4 dont la résonance est voisine de la fréquence maximum de la bande effectivement transmise. La contre distorsion est variable suivant le plot b. Les réglages HF et BF réagissent évidemment, l'un sur l'autre, et on définit des couples de réglages associés a et b tels que le gain à, 800 Hz ne soit pas modifié et pour lesquels les variations de gain ΔG (HF et BF) ont des valeurs voulues.

3. EGALISEUR DE L'AFFAIBLISSEMENT DE LA LIGNE

3.1. PRINCIPE

Désignons par R l'impédance d'entrée et de sortie (supposée d'angle zéro), des répéteurs destinés à la ligne considérée. Ajoutons en série avec la ligne, un quadripôle dont l'impédance d'entrée soit R lorsque ses bornes de sortie sont fermées sur une résistance R , c'est-à-dire un quadripôle dont l'impédance "itérative", relative au sens de transmission considéré, soit R (voir figure 4).

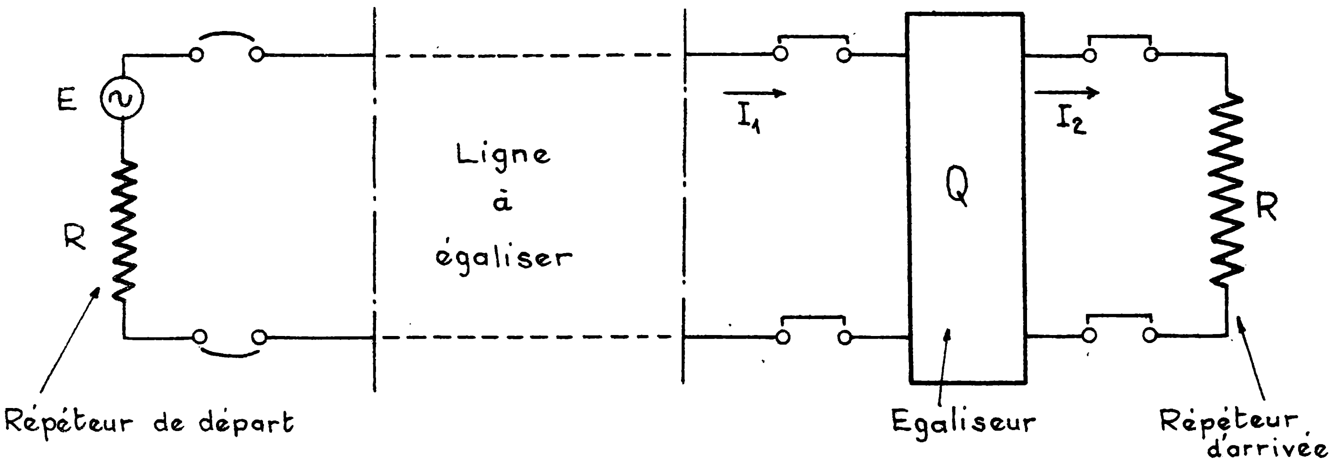


Fig. 4

Si nous étudions le sens de transmission de gauche à droite, le répéteur situé à l'origine de la ligne à égaliser est équivalent à un générateur de force électromotrice E et d'impédance R , et le répéteur situé à l'extrémité de cette ligne est équivalent à une impédance pure R . Soient I_1 et I_2 les courants à l'entrée et à la sortie du quadripôle égaliseur.

Appelons I_0 le courant que la source E , R (équivalents au répéteur émetteur) débiterait directement (c'est-à-dire sans insertion d'aucun organe intermédiaire) dans la résistance R (équivalente au répéteur récepteur) figure 5 "a").

I_1 est le courant que cette même source débite dans une même résistance R , à travers la ligne (figure 5 "b").

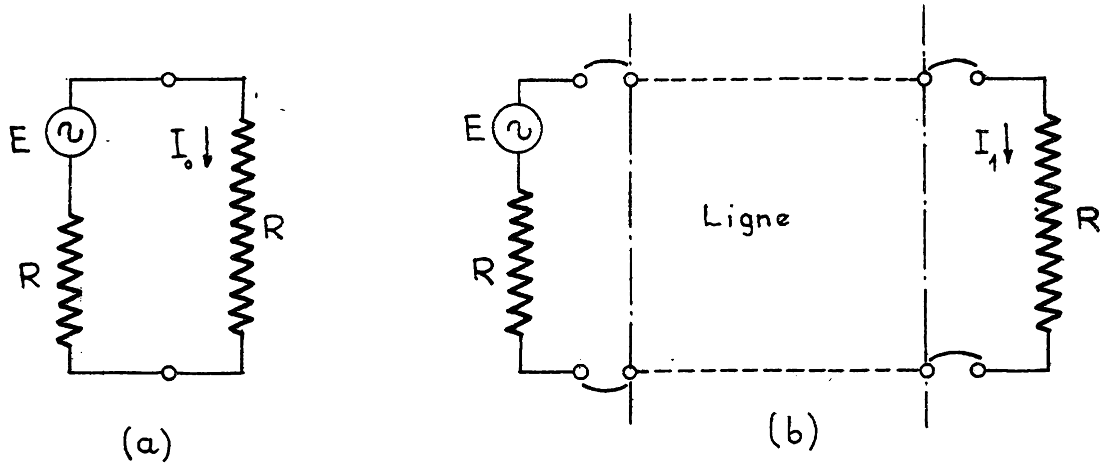


Fig. 5

La quantité $\text{Log}\left|\frac{I_0}{I_1}\right|$ est, par définition, l'affaiblissement d'insertion de la ligne considérée (voir chapitre 1).

Nous pouvons écrire :

$$\frac{I_0}{I_2} = \frac{I_0}{I_1} \times \frac{I_1}{I_2} \qquad (1)$$

d'où :

$$\text{Log}\left|\frac{I_0}{I_2}\right| = \text{Log}\left|\frac{I_0}{I_1}\right| + \text{Log}\left|\frac{I_1}{I_2}\right| \qquad (2)$$

la quantité $\text{Log}\left|\frac{I_0}{I_2}\right|$ représentant l'affaiblissement d'insertion A de l'ensemble "ligne + quadripôle égaliseur". L'expression (2) signifie donc que cet affaiblissement d'insertion est égal à l'affaiblissement d'insertion a de la ligne et de l'affaiblissement "itératif" du quadripôle égaliseur :

$$m = \text{Log}\left|\frac{I_1}{I_2}\right|$$

Nous aurons donc :

$$A = a + m$$

NOTA : Il faut remarquer que, les affaiblissements d'insertion ayant été définis entre deux résistances identiques R , ils se confondent avec les affaiblissements composites et les deux notions peuvent être indifféremment employées dans ce cas. De même, tous les accès étant adaptés, l'affaiblissement "itératif" du quadripôle n'est autre que son affaiblissement composite (R/R).

L'insertion de l'égaliseur ne produit donc pas de réflexion supplémentaire et l'affaiblissement ajouté par cette insertion est égal à l'affaiblissement itératif de l'égaliseur.

En considérant les arguments de l'expression (1), on vérifie de même que le déphasage B, introduit par l'ensemble de la ligne et de l'égaliseur terminé sur R, est égal à la somme du déphasage b introduit par la ligne seule, terminée sur R, et du déphasage itératif n de l'égaliseur :

$$B = b + n$$

On peut donc utiliser un tel quadripôle pour corriger la distorsion d'affaiblissement et la distorsion de phase introduite par la ligne.

Nous nous bornerons ici à l'étude de la correction de la distorsion d'affaiblissement. La courbe d'affaiblissement a du câble étant connue dans la bande des fréquences à transmettre f_{min} à f_{max}, on déterminera l'égaliseur de telle façon que pour chaque fréquence la somme $m - a$ soit égale à l'affaiblissement A du câble pour la plus haute fréquence à transmettre, f_{max} (figure 6).

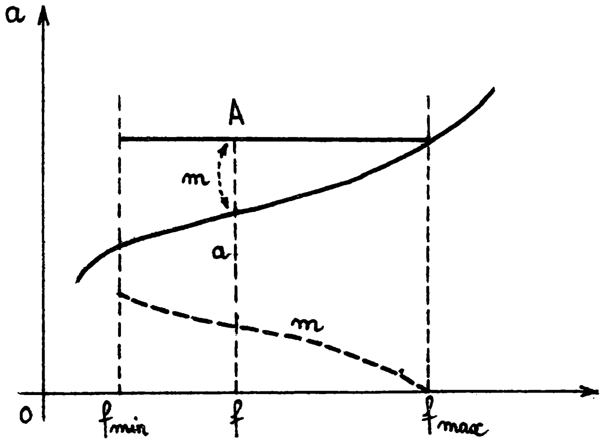


Fig. 6

On voit donc que, dans tous les cas, l'insertion d'un égaliseur amène l'affaiblissement du câble à une valeur au moins égale à celle qui correspond à la plus haute fréquence à transmettre, mais en réalité toujours supérieure car il n'est pas possible de construire un égaliseur qui ait un affaiblissement nul à la fréquence f_{max} (affaiblissement dit de "fond de bande" d'un égaliseur).

3.2. CALCUL ET REALISATION DES EGALISEURS

Les valeurs des éléments des égaliseurs se déterminent par le calcul en partant de la courbe d'affaiblissement itératif à obtenir, qui nous est donnée par :

$$m = A - a$$

(courbe en traits interrompus de la figure 6), en tenant compte que l'impédance itérative doit avoir une valeur connue R, dans le sens de transmission considéré.

Les réseaux des égaliseurs usuels ont une structure pouvant se ramener à l'une des trois structures suivantes (figure 7).

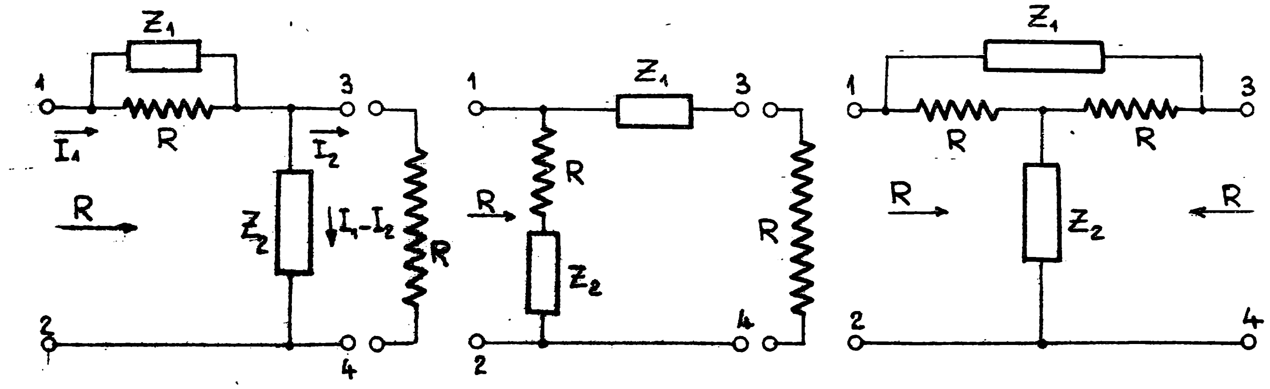


Fig. 7

Si les impédances Z_1 et Z_2 satisfont à la relation des réseaux inverses :

$$Z_1 Z_2 = R^2$$

où R est une résistance pure (indépendante de la fréquence), il est facile de voir que l'impédance itérative de ces trois réseaux dans le sens de la flèche (des bornes 1/2 vers les bornes 3/4) est égale à R . Le réseau en " T shunté" (type 3) présente l'avantage d'être symétrique, c'est-à-dire d'avoir une impédance itérative égale à dans les deux sens.

Ces trois types de "cellules" ont le même affaiblissement itératif. Considérerons par exemple, le type n° 1. L'exposant itératif de propagation dans le sens considéré est donné par :

$$e^{\theta} = \frac{I_1}{I_2}$$

Nous avons les relations :

$$RI_2 = Z_2 \left[I_1 - I_2 \right] \qquad \text{d'où :} \qquad I_2 = I_1 \frac{Z_2}{R + Z_2}$$

il vient alors :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R + Z_2}{Z_2}$$

$$\frac{I_1}{I_2} = 1 + \frac{R}{Z_2}$$

mais comme $Z_1 Z_2 = R^2$,

$$\frac{R}{Z_2} = \frac{Z_1}{R}$$

d'où :

$$\frac{I_1}{I_2} = 1 + \frac{Z_1}{R} = e^{\theta}$$

avec $\theta = m + jn$

Si l'on ne considère que la partie réelle de θ (égaliseurs d'affaiblissement), il vient facilement :

$$\left|e^{\theta}\right| = e^{m} = \left|1 + \frac{Z_1}{R}\right| \qquad (3)$$

d'où :

$$m = \mathrm{Log}\left|1 + \frac{Z_1}{R}\right|$$

Si nous posons, par exemple, $Z_1 = X_1 + jY_1$ nous avons :

$$e^{2m} = \left[1 + \frac{X_1}{R}\right]^2 + \left[\frac{Y_1}{R}\right]^2$$

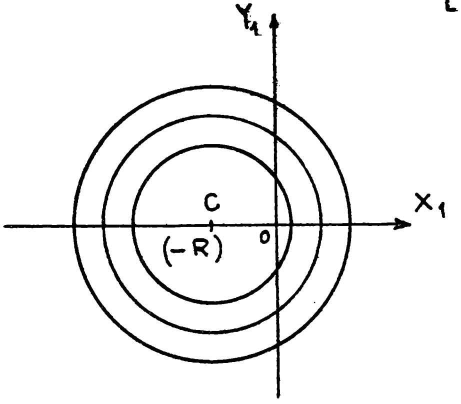


Fig. 8

Cette relation est l'équation d'une famille de cercles concentriques, de rayon Re^{m} et ayant pour centre le point C de coordonnées $-R$ et 0. (figure 8). Cette représentation permet d'effectuer le calcul de X_1 et de Y_1, pour des valeurs données de m et de R, donc déterminer le réseau complet.

D'après la formule (3), on remarque que l'affaiblissement itératif de ces trois types de cellules est égal à celui que l'on mesurerait en réalisant le schéma de la figure 9, où V_1 est une tension maintenue constante (indépendante de la fréquence).

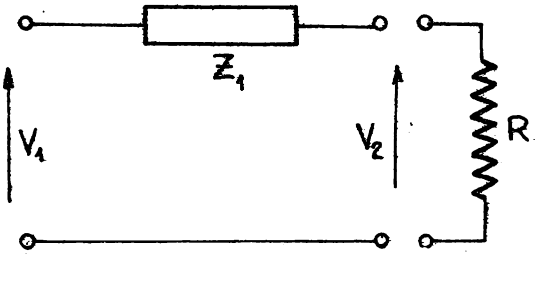


Fig. 9

En effet nous avons :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{R + Z_1}{R} = 1 + \frac{Z_1}{R}$$

d'où

$$\mathrm{Log}\left|\frac{V_1}{V_2}\right| = \mathrm{Log}\left|1 + \frac{Z_1}{R}\right|$$

Si nous faisons $V_1 = 0{,}775$ volt, nous aurons :

$$\mathrm{Log}\left|1 + \frac{Z_1}{R}\right| = -\mathrm{Log}\left|\frac{V_2}{0{,}775}\right|$$

Le niveau de tension aux bornes de R , changé de signe, nous donnera la valeur de l'affaiblissement itératif cherché. Dans la recherche d'un égaliseur, il suffira donc de construire Z_1 et d'en vérifier les éléments au moyen de ce schéma, sans être obligé de réaliser le montage complet de l'égaliseur, ce qui facilite considérablement les travaux de réalisation pratique.

Cette même formule (3) montre en outre que l'affaiblissement varie avec la fréquence dans le même sens que $\frac{Z_1}{R}$, donc que Z_1 , puisque R est constant. Ainsi, si Z_1 croît avec la fréquence, l'affaiblissement va croître également ; inversement si Z_1 décroît, l'affaiblissement va décroître. Un premier examen de la courbe d'affaiblissement fréquence à obtenir permet, avec un peu d'expérience, de déterminer la structure à employer pour Z_1 . La planche I, jointe au présent chapitre, donne l'allure des courbes d'affaiblissement fréquences des cellules de bases les plus couramment employées. Pour les cellules des types C et D , ω_0 représente la pulsation de résonance (ou d'antirésonance) de l'ensemble L_1C_1 et par conséquent de L_2C_2, puisque L_1C_1 et L_2C_2 sont des réseaux inverses.

Après avoir déterminé la structure de l'impédance Z_1 , il reste à en déterminer les valeurs des éléments qui la composent. La valeur de la résistance R_1 des schémas de la planche I sera fixée par l'affaiblissement maximum que l'on veut donner à la cellule dans la bande de fréquences considérée. L'expérience joue d'autre part un grand rôle, surtout dans la détermination des inductances et capacités, en tenant compte de la valeur de ω_0 et du fait que l'on ne dispose généralement en pratique, que d'inductances en nombre limité. Des abaques facilitent grandement cette recherche.

On arrive ainsi asses rapidement, par tâtonnements successifs, à trouver une série d'éléments reproduisant avec une grande précision la courbe d'affaiblissement à obtenir.

A chaque fois, on peut calculer n en fonction de la fréquence, pour s'assurer du moins qu'on introduit pas de déformation excessive quant à la phase, si on ne cherche pas à compenser celle-ci.

3.3. AVANTAGES DES EGALISEURS DE LIGNE

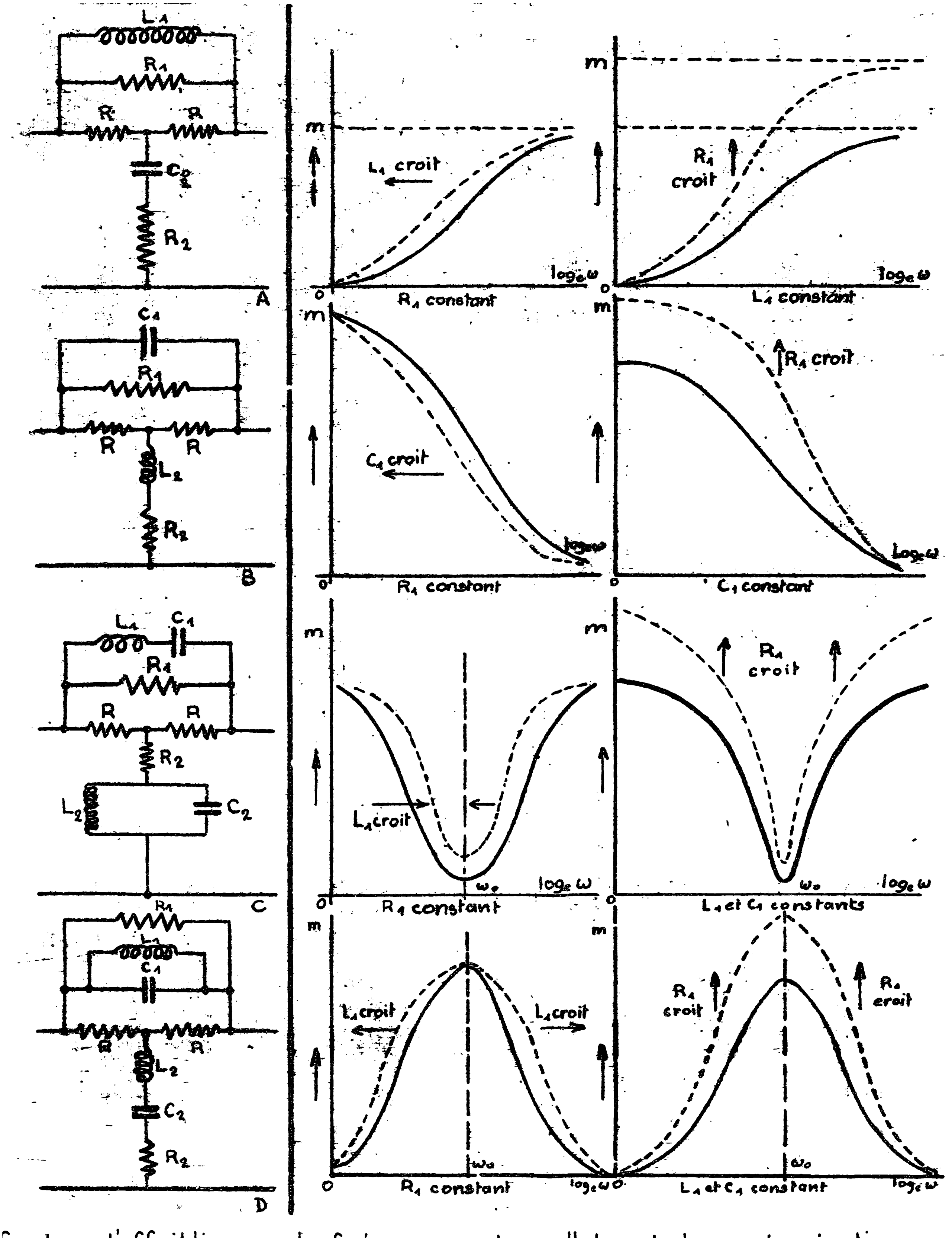
1°) La compensation de la distorsion d'affaiblissement par les égaliseurs de ligne présente l'avantage de fournir une compensation très précise, alors même que la courbe d'affaiblissement de la ligne présente une forme un peu irrégulière, et cette compensation peut être obtenue dans une bande de fréquences aussi étendue qu'on le désire (si du moins rien ne vient limiter l'affaiblissement total admissible). On est seulement en général amené à utiliser plusieurs cellules dans la constitution de l'égaliseur.

Aussi, emploie-t-on cette solution avec tous les circuits à large bande : circuits radiophoniques et circuits pour téléphonie multiple sur paires symétriques ou sur câbles coaxiaux. Mais on peut l'utiliser également avec avantage sur les circuits "Basse Fréquence" (circuits à deux,trois et six voies).

2°) Ces égaliseurs peuvent être établis une fois pour toutes, de manière tout à fait indépendante des répéteurs qui seront ultérieurement connectés sur les lignes. Les répéteurs utilisés doivent alors être sans distorsion dans toute la bande des fréquences transmises. Ils sont dans ce cas, de réalisation et de normalisation plus faciles.

3°) Ils permettent de corriger la distorsion d'affaiblissement, et également de compenser la phase si nécessaire, avant qu'aucune amplification ne se produise, ce qui réduit les risques de distorsion qui pourraient se produire dans les tubes eux-mêmes.

PLANCHE I



Courbes d'affaiblissement - fréquence des cellules de base des égaliseurs

CHAPITRE XIII

LE TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL

1. *GENERALITES*

1.1. BUT DU TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL

Ainsi que nous l'avons vu, pour réaliser l'amplification des deux sens de transmission d'une liaison téléphonique, il faut utiliser des organes d'aiguillage soit aux deux extrêmités de la liaison (circuits à quatre fils), soit à chaque point d'amplification (circuits à deux fils).

Ce sont des montages passifs, comportant, par nature, au moins trois paires de bornes. Une paire de bornes est reliée à la ligne, les deux autres sont reliés aux voies amplificatrices et aboutissent l'une à un circuit d'entrée, l'autre à un circuit de sortie d'un amplificateur. La constitution de ces "aiguillages" doit être telle que le circuit femré ainsi réalisé (voir figures 1 et 2 du chapitre 10) ne produise pas un couplage entre les deux voies amplificatrices, ce qui aménerait un amorçage d'oscillations. D'autre part, pour éviter les réflexions de courant, l'impédance du système d'aiguillage, vue de la paire de bornes reliée à la ligne, doit être égale à l'impédance de cette ligne. Enfin, le rendement du système doit être le plus grand possible.

Le calcul montre, dans ces conditions, que la réalisation d'un réseau à trois paires de bornes est impossible. L'organe d'aiguillage sera donc toujours constitué par un réseau à quatre paires de bornes (octopôle), qui prend le nom de "transformateur différentiel".

Nous allons chercher à déterminer les relations qui doivent exister entre les impédances reliées aux quatre accès du transformateur différentiel afin que les trois conditions énumérées ci-dessus soient satisfaites.

1.2. NOTIONS SUR LA THEORIE DES OCTOPOLES

1.2.1. DEFINITIONS

Considérons un réseau à quatre paires de bornes : aa', bb', cc' et dd' (figure 1), numérotées 1,2,3 et 4. Nous supposerons qu'il existe des impédances Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, correspondant aux quatre paires de bornes, telles que si trois des paires de bornes sont bouclées sur les impédances correspondants, par exemple les paires 2, 3, 4 sur Z_2, Z_3, Z_4, l'impédance d'entrée de la paire restante est égale à l'impédance de même indice. Dans l'exemple pris, l'impédance d'entrée des bornes (1) serait égale à Z_1. Si par conséquent, nous bouclons deux des paires de bornes sur les impédances correspondantes nous obtenons un quadripôle dont les impédances images sont les impédances correspondant aux accès laissés libres. On peut définir de la sorte six quadripôles différents. Les quatre impédances ci-dessus sont dites "impédances images" de l'octopôle. On pourrait, de même, définir les exposants de transfert sur images correspondants (affaiblissements et déphasage).

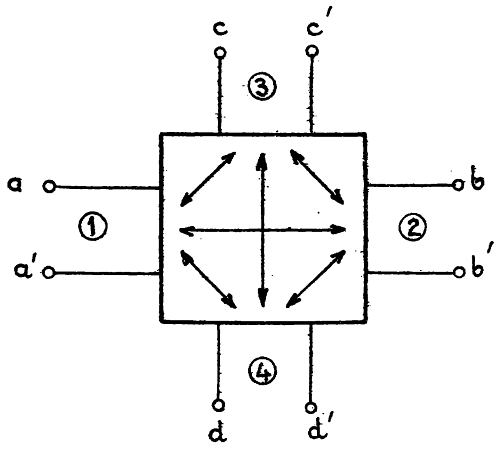


Fig. 1

Les paires de bornes telles que 1/2 et 3/4 sont dites "opposées". Les paires de bornes telles que 1/3, 3/2, 2/4 et 4/1 sont dites "adjacentes".

1.2.2. OCTOPOLE DIFFERENTIEL EQUILIBRE

Un octopôle est dit "différentiel" si la condition suivante est réalisée :

Alimentons une paire de bornes par une source de force électromotrice quelconque et d'impédance interne égale à l'impédance image de la paire de bornes considérée. Les trois autres paires de bornes étant elles aussi terminées sur leurs impédances images, aucun courant ne doit circuler dans la paire de bornes opposée à celle où est connectée la source. La même condition doit être réalisée par les deux autres paires de bornes opposées.

Le différentiel, ayant tous ses accès fermés sur les impédances images correspondantes, est dit "équilibré". Une source (E_1, Z_1) débitant par exemple sur la paire 1, y écoule son énergie sans réflexion. Si l'impédance Z_1 est réelle, la source a son rendement maximum. Son énergie se partage dans des proportions définies entre Z_3 et Z_4, l'impédance Z_2 ne recueillant rien.

Quand l'une des impédances de fermeture du différentiel diffère de l'impédance image correspondante, le différentiel est dit "déséquilibré". Nous étudierons ultérieurement l'influence d'un déséquilibre sur un octopôle différentiel.

2. TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL SYMETRIQUE A DEUX ENROULEMENTS

2.1. SCHEMA

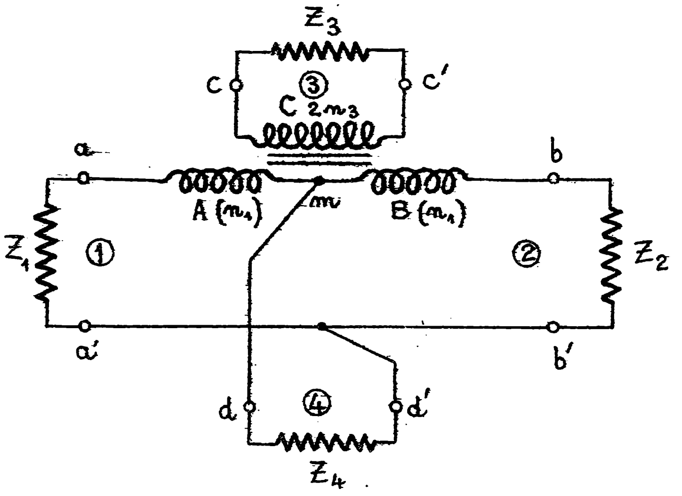


Fig. 2

Supposons réalisé, au moyen d'un transformateur parfait de rapport $N = \frac{2n_1}{2n_3}$ le montage "octopôle" de la figure 2, qui suppose que le point milieu "m", de l'enroulement primaire est accessible. On obtient ainsi trois enroulements montés sur le même noyau, A et B en série additionnelle et de même nombre de spires n_1 (différentiel symétrique), et C de $2n_3$ spires. L'accès (3) sera appelé "côté secondaire du différentiel", l'accès (4), "côté points milieux du différentiel". Quatre impédances Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 sont connectées aux quatre paires de bornes.

2.2. CONDITIONS D'EQUILIBRE

Nous allons chercher à quelles relations doivent satisfaire les quatre impédances Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, pour que, une source d'impédance interne négligeable étant placée en série avec l'une quelconque de ces quatre impédances, les deux conditions suivantes soient remplies, conformément à la définition générale de l'octopôle différentiel équilibré :

- il ne passe aucun courant dans l'impédance opposée,
- il n'y ait pas de réflexion aux bornes d'émission.

Nous verrons que, dans ces conditions, la puissance fournie par la source se partage également entre les deux impédances adjacentes (règle de l'équipartition de l'énergie).

Pour trouver ces relations, nous placerons successivement la source en série avec les quatre impédances, en supposant toujours que le transformateur peut être considéré comme parfait.

2.2.1. <u>SOURCE EN SERIE AVEC Z_1</u>

a) ABSENCE DE COURANT DANS Z_2.

Supposons d'abord l'impédance Z_2 déconnectée (figure 3, I) : aucun courant ne passe dans l'enroulement B ; l'impédance Z_4 et l'enroulement A sont donc parcourus par le même courant i_1 .

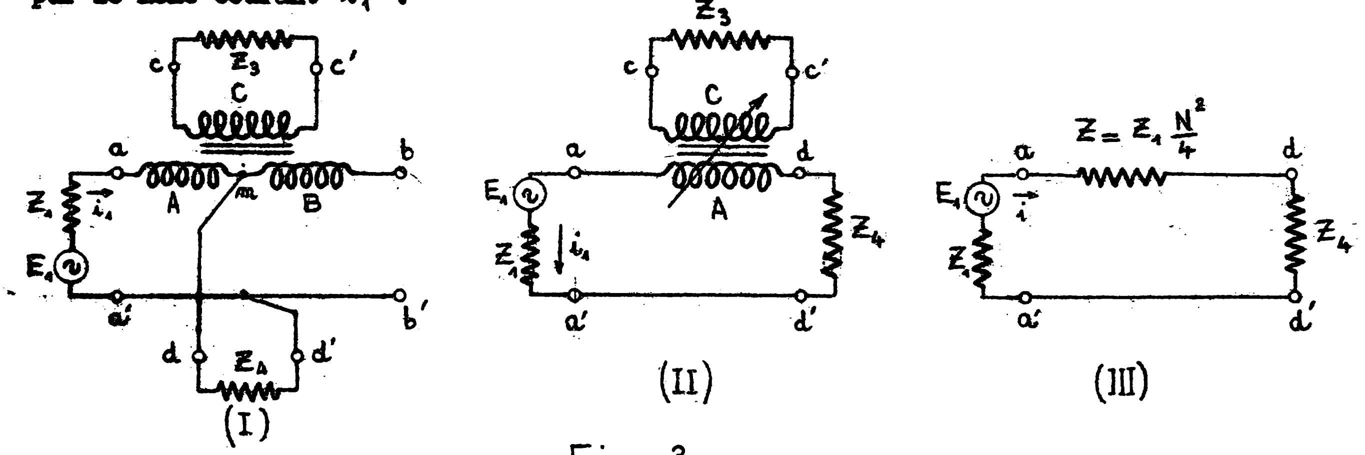


Fig. 3

Mais l'enroulement B est cependant le siège d'une force électromotrice d'induction, égale à celle qui existe dans l'enroulement A , puisque ces deux enroulements, qui sont en série additionnelle, ont le même nombre de spires et sont traversés par le même flux; le transformateur étant supposé parfait, donc sans fuites. Or la force électromotrice induite dans A est égale à la chute de tension dans A , puisque les enroulements sont supposés sans résistance. Mais l'ensemble des enroulements A et C constitue un transformateur parfait de rapport $\frac{n_1}{2n_3} = \frac{N}{2}$ (figure 3, II), et l'impédance Z_3 est vue à travers ce transformateur sous la valeur :

$$Z = Z_3 \left(\frac{N}{2}\right)^2 = Z_3 \frac{N^2}{4}$$

La chute de tension dans A est donc $Z i_1 = Z_3 \frac{N^2}{4} i_1$, le point b est ainsi au potentiel $- Z_3 \frac{N^2}{4} i_1$ par rapport au point d . D'autre part le point d' (et donc aussi b') est au potentiel $- Z_4 i_1$ par rapport à d .

Donc si $$Z_4 = Z_3 \frac{N^2}{4} \qquad (1)$$

les points b et b' sont au même potentiel et aucun courant ne parcourt l'impédance Z_2 quand celle-ci est reconnectée, quelle que soit sa valeur. L'affaiblissement entre les impédances opposées Z_1 et Z_2 est alors infini.

b) ABSENCE DE REFLEXION COTE LIGNE

La relation (1) étant satisfaite, l'impédance d'entrée aux bornes $a\,a'$, du transformateur différentiel est, d'après la figure 3, III, égale à :

$$Z_3 \frac{N^2}{4} + Z_4 = 2 Z_4$$

La condition d'adaptation à l'entrée donne donc :

$$Z_1 = 2 Z_4 = Z_3 \frac{N^2}{2} \qquad (2)$$

Z_2 ayant une valeur absolument quelconque.

c) EQUIPARTITION DE L'ENERGIE

Pour étudier la répartition dans les deux impédances Z_3 et Z_4 de la puissance émise par la source (E_1 , Z_1), il nous suffit de considérer le schéma simplifié de la figure 3, III. Les deux impédances Z et Z_4 , parcourues par le même courant, absorbant la même puissance. Mais le transformateur étant parfait, toute la puissance dépensée entre les bornes a et d se retrouve intégralement dans Z_3. Donc si les relations (2) sont satisfaites, la puissance émise par la source se partage également (et sans pertes) entre Z_3 et Z_4 .

2.2.2. SOURCE EN SERIE AVEC Z_2

Les raisonnements ci-dessus sont évidemment valables dans ce cas, pour raison de symétrie. Il suffit de remplacer Z_1 par Z_2.

2.2.3. - SOURCE EN SERIE AVEC Z_3.

a) ABSENCE DE COURANT DANS Z_4.

Supposons d'abord l'impédance Z_4 déconnectée, le schéma est celui de la figure 4, I : le courant circulant dans l'enroulement C induit dans les enroulements égaux et en série additionnelle A et B , des forces électromotrices E égales et de même signe. D'après le théorème de Thévenin, le montage est donc équivalent au schéma de la figure 4, II, W étant la valeur de l'impédance Z_3 vue à travers les transformateurs AC ou BC .

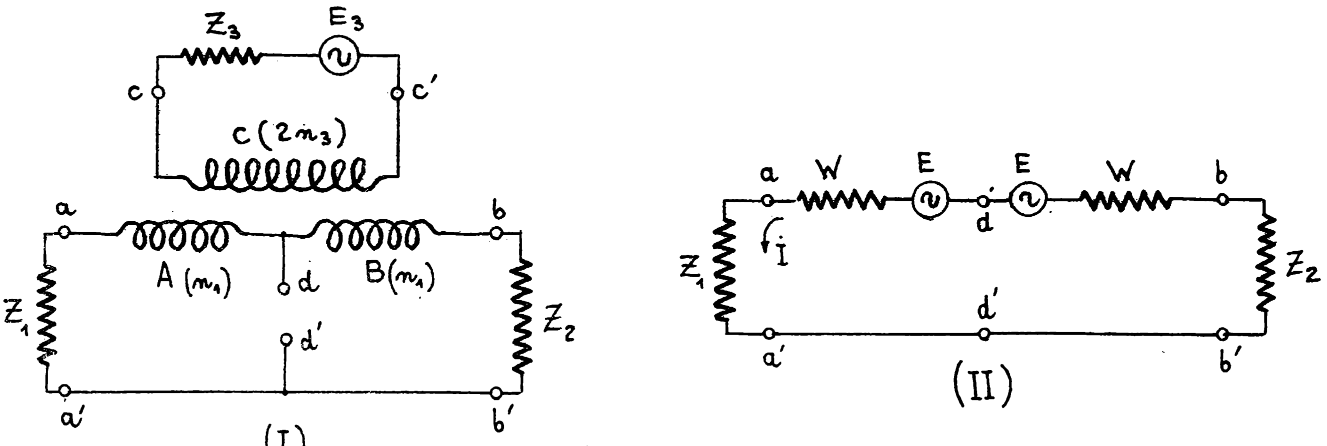


Fig. 4

Si $Z_1 = Z_2$, le montage est symétrique par rapport à dd' ; le courant qui y circule est :

$$I = \frac{2E}{2(Z_1 + W)} = \frac{E}{Z_1 + W}$$

La différence de potentiel entre les bornes d et d', qui est égale à $E - (Z_1 + W)\,I$, est donc nulle. Si par conséquent, nous reconnectons l'impédance Z_4, quelle que soit sa valeur, elle ne sera parcourue par aucun courant. La relation $Z_1 = Z_2$ est donc la condition d'équilibre du différentiel dans ce cas.

b) CONDITION D'ABSENCE DE REFLEXION AUX BORNES D'ENTREE

Ainsi quand $Z_1 = Z_2$, tout se passe comme si l'impédance Z_4 n'existait pas.

Le schéma se réduit, d'après la figure 3, I, à un transformateur parfait de rapport $\frac{2n_3}{2n_1} = \frac{1}{N}$, alimenté par une source d'impédance Z_3, et débitant sur une impédance $Z_1 + Z_2 = 2Z_1$. Ces deux impédances sont adaptées si $Z_3 = 2Z_1 \cdot \frac{1}{N_2}$ ou :

$$Z_1 = Z_3 \frac{N^2}{2}$$

Z_4 ayant une valeur absolument quelconque.

c) EQUIPARTITION DE L'ENERGIE

Les deux impédances égales Z_1 et Z_2 étant parcourues en série par le même courant, la puissance fournie par la source se partage donc également entre ces deux impédances.

2.2.4. SOURCE EN SERIE AVEC Z_4

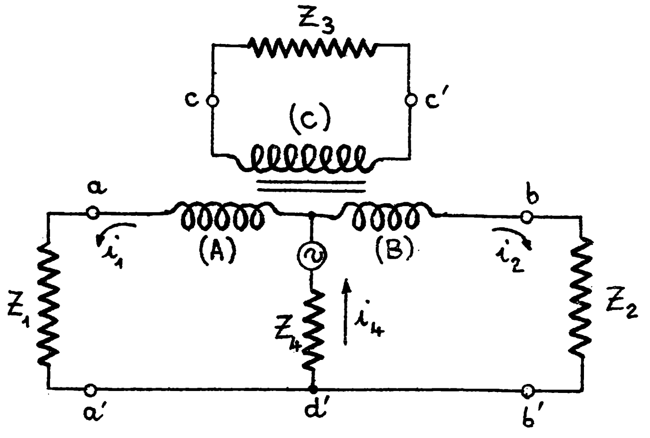


Fig. 5

Si $Z_1 = Z_2$, il résulte immédiatement de la figure 5 que la source (E_4, Z_4), débite en parallèle sur deux mailles identiques. Le courant fourni par la source donne par conséquent dans les enroulements égaux A et B deux courants égaux et de sens opposé. Le flux résultant dans l'enroulement C est donc nul ainsi que la force électromotrice induite dans cet enroulement, qui n'est par suite parcouru par aucun courant, quelle que soit la valeur de Z_3.

Les enroulements A et B n'agissent ainsi, par rapport aux courants égaux $\dot{i}_1$ et $\dot{i}_2$ qui les parcourent, que par leur résistance qui est par hypothèse supposée nulle. La puissance fournie par la source (E_4, Z_4) se partage donc également entre les deux impédances égales Z_1 et Z_2.

En plus, la source débite sur une impédance constituée par Z_1 et Z_2 en parallèle, donc égale à $\frac{Z_1}{2}$, qui lui est adaptée si :

$$Z_4 = \frac{Z_1}{2} = \frac{Z_2}{2}$$

Z_3 ayant une valeur absolument quelconque.

2.3. AFFAIBLISSEMENT ENTRE IMPEDANCES ADJACENTES

En résumé dans un transformateur différentiel symétrique parfait :

1°) si $Z_1 = Z_2$, une source mise en série avec Z_3 ou Z_4, n'envoie pas de courant dans l'impédance opposée Z_4 ou Z_3.

2°) si $Z_4 = Z_3 \frac{N^2}{4}$, une source mise en série avec Z_1 ou Z_2 n'envoie pas de courant dans l'impédance opposée Z_2 ou Z_1.

Dans ces deux cas l'affaiblissement entre impédances opposées ($Z_3 Z_4$ ou $Z_1 Z_2$) est infini, et les puissances reçues dans les deux impédances adjacentes à la source sont égales.

Supposons en outre qu'à chaque paire de bornes d'accès les impédances soient adaptées. Cela entraîne ainsi que nous venons de le voir, les relations :

$$Z_1 = Z_2 = 2 Z_4 = Z_3 \frac{N^2}{2}$$

Cherchons dans ces conditions l'affaiblissement entre impédances adjacentes. Plaçons par exemple la force électromotrice E en série, avec l'impédance Z_1 et utilisons l'impédance Z_4 comme récepteur. Soit $a_{(Z_1, Z_4)}$ l'affaiblissement composite mesuré entre les bornes aa' et dd', fermées sur les impédances Z_1 et Z_4 satisfaisant aux conditions d'adaptation.

Par définition on a :

$$a_{(Z_1,Z_4)} = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \frac{\frac{E^2}{4Z_1}}{Z_4 \dot{i}_4^2}$$

Mais $\dot{i}_4 = \frac{E}{2Z_1}$, puisque la source débite sur une impédance égale à la sienne. D'où :

$$a_{(Z_1,Z_4)} = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \left| \frac{\frac{E^2}{4Z_1}}{\frac{Z_1}{2} \cdot \frac{E^2}{4Z_1^2}} \right| = \frac{1}{2} \operatorname{Log} 2 = 0{,}35 \text{ néper} \quad (4)$$

Cette quantité n'est autre que l'affaiblissement image a_{14} de l'octopôle.

Ce résultat exprime simplement l'équipartition de l'énergie, que nous avons établie dans les différents cas ; il n'est donc pas nécessaire de refaire la vérification pour tous les affaiblissements a_{ij}. En effet, le numérateur de l'expression (3) représente la puissance totale que la source débite dans le différentiel, puisqu'elle débite chaque fois sur une impédance égale à son impédance interne. Toute cette puissance se retrouve intégralement dans l'ensemble des deux impédances adjacentes entre lesquelles elle se partage également. Dans chacune d'entre elles, la puissance dépensée est donc la moitié de la puissance débitée par la source dans le différentiel, et c'est précisément cette puissance que représente le dénominateur de a_{ij}. La relation (4) $a_{ij} = 0,35$ néper exprime donc simplement que le rendement en puissance apparente entre deux impédance , adjacentes, est égale à 1/2.

En réalité, le transformateur n'étant pas parfait, il s'introduit des pertes (par suite des résistances et des fuites) et l'affaiblissement entre impédances adjacentes est en pratique compris entre 0,4 et 0,5 néper.

2.4. RESUME

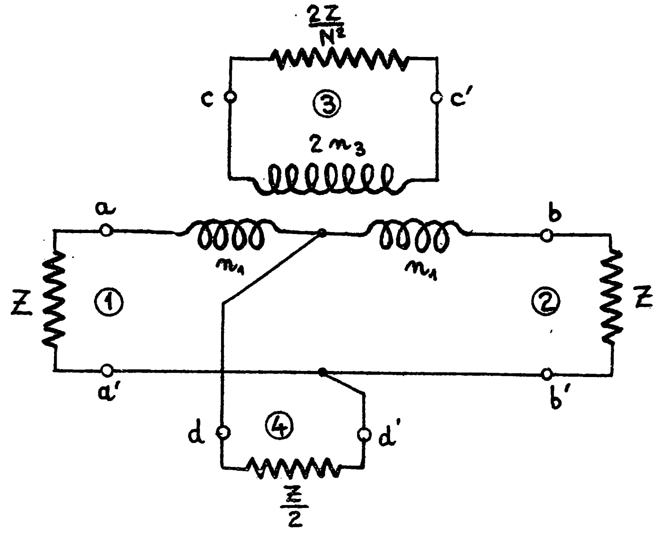


Fig. 6

Un transformateur différentiel symétrique à deux enroulements, terminé sur les impédances Z en 1 et 2, $\frac{2Z}{N^2}$ en 3 (avec $N = \frac{n_1}{n_3}$) et $\frac{Z}{2}$ en 4, est dit équilibré (figure 6). Ces quatre impédances sont se impédances images.

Il jouit des propriétés suivantes :

1°) il a un affaiblissement infini, (rendement nul) entre impédances opposées.

2°) il a un affaiblissement $\frac{1}{2} \operatorname{Log} 2 =$ 0,35 néper, (rendement $\frac{1}{2}$) entre impédances adjacentes.

3) Il est adapté au point de vue des impédances à ses quatre paires de bornes d'accès.

3. *TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL DESEQUILIBRE*

3.1. GENERALITES

Le transformateur différentiel est déséquilibré, si l'une au moins des quatre impédances qui lui sont connectées, n'a pas la valeur prévue par les conditions d'adaptation.

Nous nous bornerons à examiner le cas le plus simple, où une seule des quatre impédances s'écarte de la valeur satisfaisant aux conditions d'adaptation, et nous traiterons seulement le cas le plus important en pratique où le déséquilibre est situé dans Z_1 .

Si en effet, nous relions une ligne pupinisée aux bornes 1 , nous devrons pour équilibrer le différentiel, relier aux bornes 2 un réseau ayant même impédance que la ligne et que nous appellerons équilibreur. Mais en pratique les courbes d'impédances des lignes pupinisées ne sont jamais parfaitement régulières, mais présentent des oscillations plus ou moins accentuées. Il est évidemment impossible de reproduire ces oscillations dans l'équilibreur. On cherche donc à rendre l'impédance de ce dernier aussi voisine que possible de la valeur moyenne de l'impédance du circuit.

Il en résulte qu'à une fréquence donnée, l'impédance Z_1 du circuit diffère légèrement de l'impédance Z_2 de l'équilibreur associé. Cette différence se caractérise par le coefficient d'adaptation :

$$p_2 = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

ou encore par l'affaiblissement d'adaptation :

$$s_2 = \mathrm{Log}\left|\frac{1}{p_2}\right| = \mathrm{Log}\left|\frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2}\right|$$

que nous appellerons dans cas affaiblissement d'équilibrage de la ligne et de son équilibreur ; Z_1 et Z_2 dépendant de la fréquence, S_2 en dépend donc également.

3.2. AFFAIBLISSEMENT ENTRE IMPEDANCES OPPOSEES

Par suite du déséquilibre du différentiel, si l'on met une source en série avec Z_3 (ou Z_4), le courant dans l'impédance opposée Z_4 (ou Z_3) n'est plus nul et l'énergie ne se partage plus également entre Z_1 et Z_2 .

L'affaiblissement du différentiel entre les accès opposée 3 et 4 n'est donc plus infini. Nous caractériserons le passage du courant de Z_3 dans Z_4 , par la valeur de l'affaiblissement composite A (Z_3, Z_4), en supposant le transformateur adapté, c'est-à-dire satisfaisant aux relations :

$$Z_2 = 2 Z_4 = Z_3 \frac{N^2}{2}$$

Le calcul (voir annexe 1) montre que l'on a :

$$A(z_3, z_4) = \mathrm{Log}\, 2 + s_2$$

$$= s_2 + 0{,}7 \qquad (4)$$

avec :

$$s_2 = \mathrm{Log}\left|\frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2}\right|$$

Ainsi, l'affaiblissement composite entre les impédances opposées Z_3 et Z_4 du transformateur déséquilibré en Z_1 et Z_2 , est égal à l'affaiblissement d'équilibrage entre Z_4 et Z_2 augmenté de 0,7 néper.

3.3. CAS PARTICULIERS DE DESEQUILIBRES DU DIFFERENTIEL

Nous serons amenés, dans la pratique, à considérer les cas particuliers suivants de déséquilibre entre Z_1 et Z_2 .

3.3.1. Z_1 EN COURT CIRCUIT, Z_2 EN CIRCUIT OUVERT

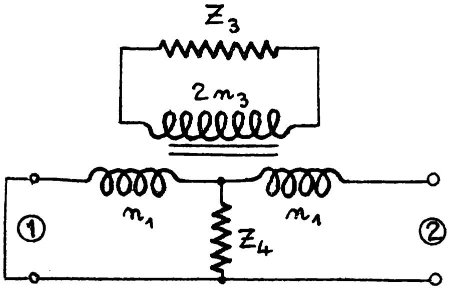


Fig. 7

Le schéma se réduit alors, ainsi que le montre, la figure 7, à un transformateur parfait de rapport $\frac{n_1}{2n_3} = \frac{N}{2}$ entre les impédances Z_4 et Z_3 telles que $Z_4 = Z_3 \frac{N^2}{4}$ c'est-à-dire adaptées.

Donc $A_{(Z_3,Z_4)} = 0$ et par conséquent $\delta = -0{,}70$ néper dans ce cas, d'après la relation (4).

Si l'on inverse les connexions (Z_1 ouvert Z_2 en court-circuit), on obtient le même résultat, mais on inverse la phase du courant dans l'impédance de réception (décalage de π par rapport au cas précédent).

3.3.2. Z_1 NORMAL, Z_2 EN COURT CIRCUIT

Dans ce cas :

$$\delta = \text{Log}\left|\frac{Z_1+0}{Z_1-0}\right| = \text{Log}\,1 = 0 \quad \text{et} \quad A_{(Z_3,Z_4)} = 0{,}70 \text{ néper}$$

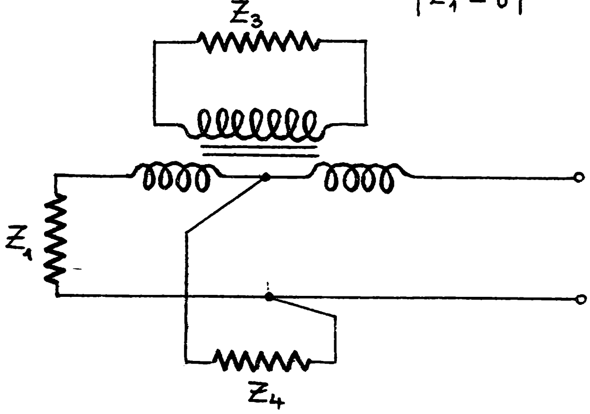


Fig. 8

Cette perte de 0,7 = Log 2 , correspond à deux équipartitions successives de l'énergie (perte de $\frac{1}{2}$ Log 2 = 0,35), l'une aux bornes d'émission (3 ou 4), l'autre aux bornes de réflexion (2), le système étant supposé équilibré, mais comportant une force électromotrice fictive produisant la réflexion aux bornes 2. Si l'on inverse les connexions (Z_1 en court-circuit et Z_2 normal), on inverse seulement la phase dans l'impédance de réception.

3.3.3. Z_1 NORMAL, Z_2 EN CIRCUIT OUVERT

Dans ce cas :

$$b = \text{Log} \left| \frac{Z_1 + \infty}{Z_1 - \infty} \right| = \text{Log} \left| -1 \right| = 0$$

On retrouve donc le même résultat que dans le cas précédent :

$$A = 0,7 \text{ néper.}$$

3.4. CAS OU LE DIFFERENTIEL EST TERMINE SUR QUATRE IMPEDANCES QUELCONQUES

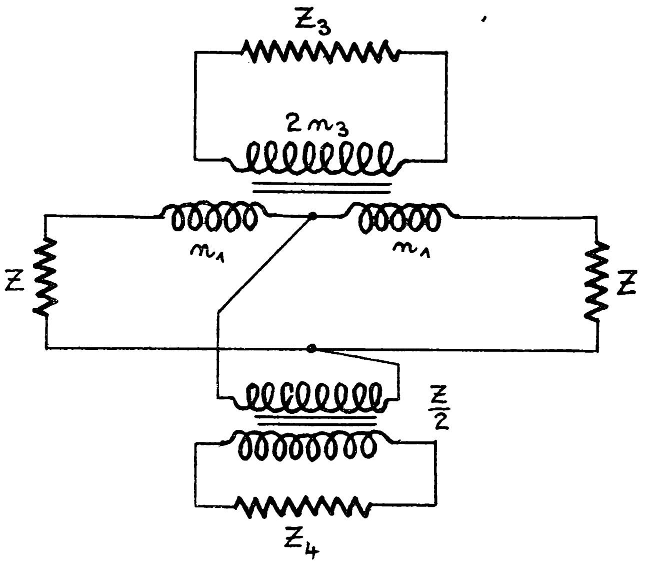


Fig. 9

Si à un transformateur différentiel du type que nous venons d'étudier, on désire connecter quatre impédances quelconques, mais de même angle, tout en satisfaisant aux conditions d'adaptation, il faudra intercaler sur trois des impédances un transformateur convenable pour les ramener à leur valeur d'adaptation. Mais en réalité le transformateur correspondant à l'impédance Z_3 peut être supprimé.

Supposons, ce qui correspond à la pratique, que $Z_1 = Z_2 = Z$. On ramènera Z_3 à la valeur d'adaptation $\frac{2Z}{N^2}$ en choisissant le rapport de transformation du transformateur différentiel de telle façon que $N = \sqrt{\frac{2Z}{Z_3}}$. Il suffira alors d'un transformateur supplémentaire pour ramener Z_4 à la valeur de $Z/2$; son rapport de transformation sera évidemment égal à $\sqrt{\frac{Z}{2Z_4}}$ (pris dans le sens Z vers Z_4).

On obtiendra ainsi le schéma de la figure 9.

4. *TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL A TROIS ENROULEMENTS*

Les transformateurs différentiels ne sont que très rarement à deux enroulements, ils comportent le plus souvent trois enroulements, l'enroulement primaire étant réparti sur les deux fils (figure 10).

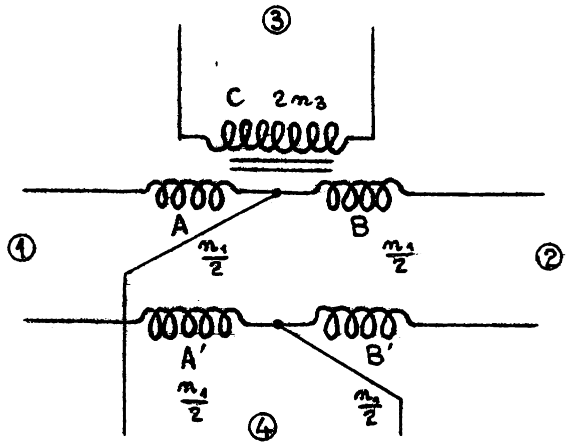


Fig. 10

Ils sont alors de construction plus symétrique et mieux équilibrés.

Les trois enroulements sont bobinés sur le même noyau, les enroulements A , B , A' , B' , sont identiques et montés en série additionnelle, chacun d'eux comportant $n_1/2$ spires.

Ce montage est donc absolument identique à celui que nous venons d'étudier et jouit des mêmes propriétés.

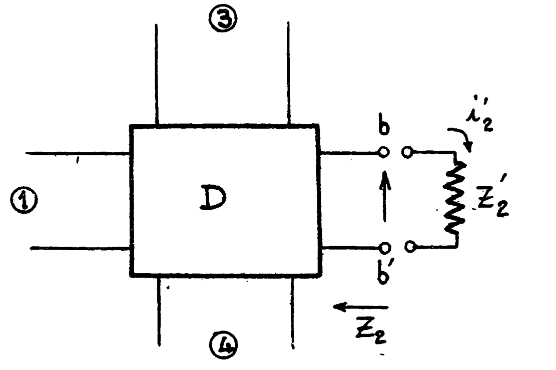
Il existe encore d'autres formes de transformateurs différentiels, mais elles sont beaucoup moins couramment utilisées.

ANNEXE AU CHAPITRE XIII

DESEQUILIBRE DU TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL

Quand l'impédance de fermeture d'un des accès du transformateur différentiel est différente de l'impédance image correspondante, celui-ci est dit "déséquilibré". Nous supposerons ici le déséquilibre situé sur l'accès (2) avec $Z'_2 \neq Z_2$. Ce déséquilibre rend fini l'affaiblissement entre les accès opposés (3) et (4), c'est-à-dire qu'il va circuler dans Z_4 un courant i'_4 que nous nous proposons de calculer.

Calcul de l'affaiblissement entre accès opposés.



Etablissons tout d'abord une proposition sur les forces électro-motrices fictives de désadaptation. Considérons le différentiel déséquilibré. Il circule dans Z'_2 le courant i'_2. D'après le théorème de Thévenin, nous pouvons écrire :

$$i''_2 = \frac{E_{2\,ou}}{Z_2 + Z'_2}$$

$E_{2\,ou}$ étant la tension à vide mesurée entre les bornes b et b', et Z_2 l'impédance vue des bornes (2) puisque les accès (1) (3) et (4) sont fermés sur leurs impédances images.

On obtiendrait le même courant i'_2 dans une impédance Z_2 remplaçant l'impédance Z'_2 à condition de remplacer la force électromotrice E_{2ou} par une force électromotrice $E_{2ou} + \Delta E_2$ telle que l'on ait :

$$\frac{E_{2ou}}{Z_2 + Z'_2} = \frac{E_{2ou} + \Delta E_2}{2 Z_2}$$

d'où :

$$\boxed{\Delta E_2 = E_{2ou} \cdot \frac{Z_2 - Z'_2}{Z_2 + Z'_2}}$$

Nous pouvons donc supposer que le différentiel est équilibré, à condition de mettre en série avec Z_2 une force électromotrice ΔE_2, de valeur :

$$\Delta E_2 = i'_2 \cdot \left[Z_2 - Z'_2 \right]$$

Les deux schémas suivants sont alors équivalents au point de vue de la distribution des courants.

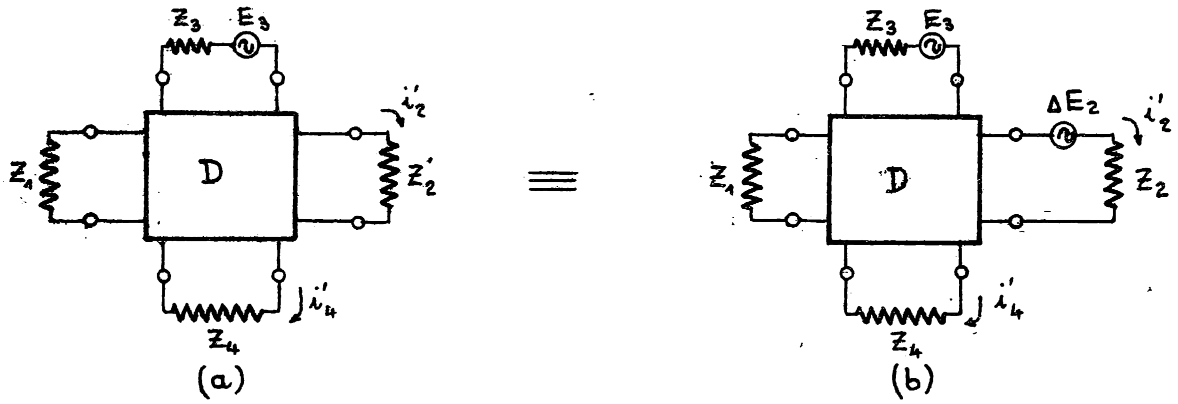


Fig. 1

Appliquons le théorème de la superposition des états d'équilibre à la figure 1 (b).

Dans le premier état, supposons E_3 seule ; le différentiel étant équilibré, aucun courant ne circule dans Z_4 : $i_4(1) = 0$.

Dans un second état, supposons ΔE_2 seule ; un certain courant $i_4(2)$ va circuler dans Z_4. D'après le théorème, nous aurons :

$$i'_4 = i_4(1) + i_4(2)$$

$$i'_4 = i_4(2)$$

Le courant i'_4 peut donc être calculé en faisant débiter ΔE_2 sur le différentiel équilibré, avec $E_3 = 0$.

Dans ce cas ΔE_2 débite un courant :

$$i''_2 = \frac{\Delta E_2}{2 Z_2}$$

Appelons $\theta_{(2,4)}$ l'exposant de transfert sur images du quadripôle obtenu en considérant les accès (2) et (4). D'après la définition de cet exposant nous avons :

$$i'_4 = i''_2 \cdot e^{-\theta(2,4)} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_4}}$$

ce qui donne :

$$i'_4 = \frac{\Delta E_2}{2\sqrt{Z_2 Z_4}} \cdot e^{-\theta(2,4)}.$$

Remplaçons ΔE_2 par sa valeur en fonction de $E_2 ou$, il vient :

$$\boxed{i'_4 = E_2 ou \cdot \frac{p_2}{2\sqrt{Z_2 Z_4}} \cdot e^{-\theta(2,4)}}$$

en posant : $p_2 = \frac{Z_2 - Z'_2}{Z_2 + Z'_2}$ (coefficient de réflexion entre Z_2 et Z'_2)

Calculons maintenant $E_2 ou$. Nous avons dit que $E_2 ou$ était la force électromotrice du générateur équivalent au différentiel vu des bornes 2 (théorème de Thévenin). Cette valeur $E_2 ou$ est la même que le différentiel soit ou non équilibré. Dans ce dernier cas (équilibré), il circule dans Z_2 un courant i_2 qui nous est donné par deux relations.

1°) Si i_3 est le courant débité par E_3 dans le différentiel équilibré, nous aurons, en appelant $\theta_{(3,2)}$ l'exposant de transfert sur images du quadripôle obtenu en considérant les accès (3) et (2) :

$$i_2 = i_3 \cdot e^{-\theta(3,2)} \cdot \sqrt{\frac{Z_3}{Z_2}}$$

2°) D'après le théorème de Thévenin, nous avons :

$$i_2 = E_2 ou \cdot \frac{1}{2 Z_2}$$

d'où il vient :

$$\boxed{E_2 ou = i_3 \cdot e^{-\theta(3,2)} \cdot 2\sqrt{Z_2 Z_3}}$$

ce qui nous donne pour i'_4 :

$$\boxed{i'_4 = i_3 \cdot e^{-[\theta(2,4) + \theta(3,2)]} \cdot p_2 \sqrt{\frac{Z_3}{Z_4}}} \qquad (1)$$

Calculons maintenant l'affaiblissement composite entre les accès (3) et (4) du transformateur déséquilibré pris entre les impédances Z_3 et Z_4 (ce n'est pas l'affaiblissement image car $Z_2 \neq Z'_2$). C'est le demi-logarithme népérien du module du rapport de la puissance que débiterait E_3 dans Z_3, c'est-à-dire $Z_3 \, i_3^2$, à la puissance reçue dans Z_4 soit $Z_4 \, i'_4$.

d'où :

$$A_c \, (Z_3, Z_4) = \frac{1}{2} \, \mathrm{Log} \left| \frac{Z_3 \, i_3^2}{Z_4 \, i'^2_4} \right|$$

$$A_c \, (Z_3, Z_4) = \mathrm{Log} \left| \frac{i_3}{i'_4} \right| + \mathrm{Log} \sqrt{\left| \frac{Z_3}{Z_4} \right|}$$

D'après la relation (1), nous avons :

$$\frac{i_3}{i'_4} = e^{[\theta(2,4) + \theta(3,2)]} \cdot \frac{1}{p_2} \sqrt{\frac{Z_4}{Z_3}}$$

d'où il vient :

$$A_c \, (Z_3, Z_4) = \mathrm{Log} \left| e^{[\theta(2,4) + \theta(3,2)]} \right| + \mathrm{Log} \left| \frac{1}{p_2} \right|$$

$$\boxed{A_c \, (Z_3, Z_4) = a_{3,2} + a_{2,4} + b_2} \qquad (2)$$

$a_{3,2}$ et $a_{2,4}$ sont les affaiblissements images des deux quadripôles considérés entre accès adjacents et b_2 l'affaiblissement d'adaptation (ou d'équilibrage des deux impédances Z_2 et Z'_2.

En tenant compte des valeurs trouvées pour les affaiblissements images en accès adjacents d'un différentiel équilibré, l'expression (2) devient :

$$\boxed{A_c \, (3,4) = b_2 + 0{,}7 \text{ néper}}$$

Donc l'affaiblissement composite entre les impédances opposées Z_3 et Z_4 d'un transformateur différentiel déséquilibré en Z_1 et Z_2 est égal à l'affaiblissement d'équilibrage de Z_1 et Z_2 augmenté de 0,7 néper.

CHAPITRE XIV

LE REPETEUR A DEUX FILS

1. GENERALITES

1.1. SCHEMA THEORIQUE

Un répéteur à deux fils comprend deux éléments amplificateurs A_1 et A_2, en général à un seul tube, destinés à l'amplification des deux sens de transmission. Ces éléments amplificateurs sont reliés aux deux lignes L_o ~~et~~ L_E par deux transformateurs différentiels D_o et D_E.

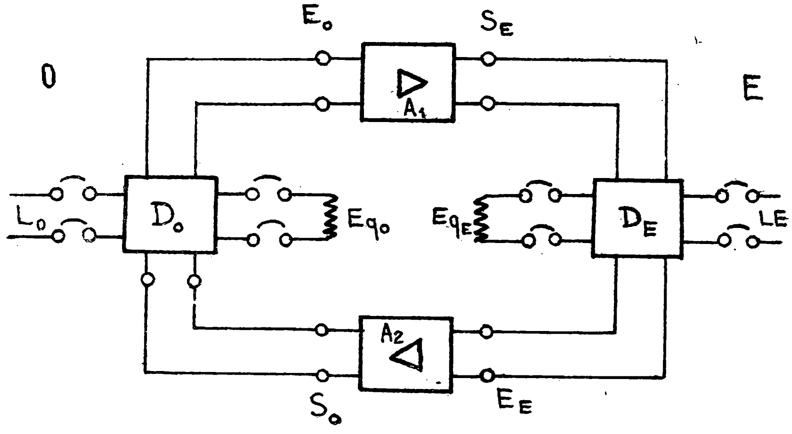


Fig. 1

Pour réaliser l'équilibre des transformateurs différentiels, il est nécessaire de raccorder aux bornes opposées aux bornes de ligne, des réseaux Eq_o et Eq_E dont l'impédance reproduise aussi exactement que possible l'impédance de la ligne correspondante L_o et L_E : ce sont les équilibreurs. On obtient ainsi le schéma théorique général de la figure 1. Dans chaque différentiel la ligne et l'équilibreur correspondant sont raccordés aux accès que nous avons appelés (1) et (2) (figure 1 du chapitre 13), les accès (3) et (4) correspondant respectivement à l'entrée d'un élément amplificateur et à la sortie de l'autre élément ou inversement.

1.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Supposons que les conditions d'adaptation des deux différentiels soient satisfaites par les impédances qui leur sont connectées et qui ont donc les valeurs relatives données par les relations :

$$Z_1 = Z_2 = 2 Z_4 = Z_3 \frac{N^2}{2}$$

Un courant arrivant de la ligne L_0, aux bornes d'entrée du différentiel D_0 avec une puissance P, se répartit également vers les bornes E_0 et S_0, aucun courant ne passant dans l'équilibreur Eq_0. La puissance $P/2$ arrivant aux bornes de sortie S_0 de l'amplificateur A_2 se dissipe en chaleur, sans effet utile dans le circuit plaque de cet amplificateur. La puissance $P/2$ arrivant aux bornes d'entrée E_0 de l'amplificateur A_1 est au contraire amplifié et devient P' à la sortie S_E de cet amplificateur. Arrivant sur le différentiel D_E, cette puissance P' se répartit également entre l'équilibreur Eq_E, où elle se dissipe en chaleur sans effet utile, et la ligne L_E, tandis qu'aucun courant ne passe vers les bornes E_E de l'amplificateur A_2.

Cette puissance $P'/2$ envoyée à l'entrée de la ligne L_E constitue la puissance transmise dans le sens 0 vers E, après amplification, par le répéteur à deux fils.

Le même raisonnement serait à faire pour l'autre sens, E vers 0.

1.3. GAIN NOMINAL D'UN REPETEUR A DEUX FILS

Supposons toujours les deux différentiels adaptés, et déterminons, pour un sens d'amplification, le gain du répéteur terminé sur ses impédances images. Les deux impédances images d'un répéteur à deux fils sont, par construction, égales et leur valeur commune est l'impédance d'entrée, vue des bornes "Ligne", accès (1), d'un différentiel, les équilibreurs étant évidemment remplacés par des impédances ayant cette valeur qui est appelée impédance nominale. Tous les éléments de la chaîne considérée étant adaptés, le gain nominal du répéteur, g (entre les bornes "ligne" des différentiels) est évidemment égal au gain nominal de l'amplificateur de ce sens, G, diminué des affaiblissements subis par le courant dans la traversée des différentiels. Or, nous savons déjà que l'affaiblissement entre impédances adjacentes d'un différentiel adapté est égal à 0,35 néper (équipartition de l'énergie).

Par conséquent :

$$g_{OE} = -0{,}35 + G_{OE} - 0{,}35 = G_{OE} - 0{,}7 \text{ néper}$$
$$g_{EO} = -0{,}35 + G_{EO} - 0{,}35 = G_{EO} - 0{,}7 \text{ néper} \qquad (1)$$

Il importe de bien remarquer la différence entre les gains g du répéteur et les gains G des éléments amplificateurs.

Le gain nominal du répéteur pour une voie, $g = G - 0,7$, représente le gain qui sera mesuré, dans un Centre d'Amplification, entre deux impédances égales à l'impédance nominale Z du répéteur ; ce gain représentera donc le gain composite $g(Z,Z)$. Cette impédance Z est égale à 800 ohms $\underline{|0^\circ}$ dans le matériel ancien (1944 et antérieur) et à 600 ohms $\underline{|0^\circ}$ dans le matériel moderne. La mesure du gain g se fera donc entre deux résistances, de 800 ou 600 ohms, les bornes "équilibreur" des différentiels étant terminées en même temps sur des résistances de valeurs identiques.

C'est ce gain g qui est indiqué sur tous les documents concernant les répéteurs deux fils classiques.

Les gains G sont également des gains nominaux supposés mesurés entre les bornes E_0/S_E et E_E/S_0, avec une source ayant pour impédance, l'impédance d'entrée d'un élément amplificateur et un récepteur ayant pour impédance son impédance de sortie, ces deux impédances devant satisfaire aux conditions d'adaptation des différentiels. Les gains G sont donc des gains composites mesurée entre ces impédances.

Dans un répéteur à deux fils de type classique, la mesure du gain G ne s'effectue jamais, ce gain intervenant seulement dans la théorie du répéteur.

Nous verrons, par contre, que dans le matériel à deux fils type 1951, seule le mesure de ce gain G, entre résistances de 600 ohms est effectuée. Le gain est alors déduit par les relations (1).

Suivant les matériels, le gain maximum g varie entre 1,8 et 2,2 népers.

2. CONDITIONS D'AMORCAGE D'OSCILLATIONS DANS LE REPETEUR A DEUX FILS

La figure 1 nous montre que le répéteur à deux fils comporte un circuit fermé D_0, A_1, D_E, A_2, constitué par l'ensemble des deux amplificateurs et des deux différentiels, qui peut donc dans certaines conditions donner lieu à un amorçage d'oscillations. Il résulte de l'étude du fonctionnement de principe, que si les conditions d'adaptation sont satisfaites sur l'un au moins des différentiels, le circuit de réaction se trouve coupé en un point au moins (au différentiel adapté) ; il ne revient alors aucune énergie vers l'entrée et aucun amorçage d'oscillations n'est possible.

Mais, s'il existe en même temps, sur chacun des deux différentiels, un certain déséquilibre entre les impédances connectées aux bornes "ligne" et "équilibreur" un courant parcourt alors le circuit de réaction et des oscillations peuvent s'amorçer et s'entretenir dans certaines conditions. On dit alors que le répéteur "siffle" ou qu'il"amorce". Il devient évidemment inutilisable pour l'amplification.

L'application à ce cas particulier des résultats généraux concernant les conditions d'entretien d'oscillations dans un circuit de réaction va nous permettre de préciser les conditions d'amorçage du répéteur à deux fils : Nous savons qu'il faut remplir une condition d'amplitude et une condition de phase. Mais en pratique, si la condition d'amplitude est assez largement satisfaite, on constate qu'il se trouve toujours dans la bande des fréquences amplifiées par le répéteur une ou plusieurs fréquences pour lesquelles la condition de phase (variation de phase des courants égale à deux π pour un parcours complet du circuit de réaction), sera également satisfaite. Nous ne considérerons donc que la condition d'amplitude.

Appelons comme précédemment G_{OE} et G_{EO} les gains nominaux composites des amplificateurs A_1 et A_2, et A_o et A_E les affaiblissements composites des deux différentiels mesurés respectivement entre les bornes opposées S_E/E_E et S_o/E_o (c'est ce que nous avons appelé A (Z_3, Z_4). La condition d'amplitude est évidemment que l'affaiblissement total du circuit de réaction soit nul, ce qui s'écrit :

$$G_{OE} + G_{EO} = A_E + A_o$$

où G_{OE}, G_{EO}, A_o et A_E représentent les valeurs de ces différentes quantités <u>à la fréquence pour laquelle les oscillations s'entretiennent effectivement.</u>

Mais nous avons vu que :

$$A_o = 0{,}7 + \mathrm{Log}\left|\frac{Z_{Lo} + Z_{Eqo}}{Z_{Lo} - Z_{Eqo}}\right| = 0{,}7 + b_o$$

$$A_E = 0{,}7 + \mathrm{Log}\left|\frac{Z_{LE} + Z_{EqE}}{Z_{LE} - Z_{EqE}}\right| = 0{,}7 + b_E$$

en appelant b_o et b_E les affaiblissements d'équilibrage de chacune des deux lignes par rapport à leurs équilibreurs respectifs ; les expressions (1) nous donnent d'autre part les relations entre les g et les G. La condition d'amplitude devient donc :

$$(g_{OE} + 0{,}7) + (g_{EO} + 0{,}7) = (b_o + 0{,}7) + (b_E + 0{,}7)$$

ou

$$\boxed{g_{OE} + g_{EO} = b_o + b_E} \qquad (2)$$

relation dans laquelle g_{OE}, g_{EO}, b_o et b_E représentent les gains nominaux du répéteur et les affaiblissements d'équilibrage à la fréquence pour laquelle les oscillations s'entretiennent effectivement. Les gains g_{OE} et g_{EO} ne peuvent évidemment être mesurés qu'en coupant successivement la voie EO, puis la voie OE, pour arrêter les oscillations, sans toucher aux gains des amplificateurs ; en effet, pendant l'amorçage, le gain du répéteur n'a plus de sens, au contraire des gains G qui gardent leur signification. Les gains g ne peuvent donc être définis au moment de l'amorçage qu'à partir des relations (1).

Par conséquent, quand le répéteur amorce, la somme des gains nominaux dans les deux sens est égale à la somme des affaiblissements d'équilibrage des deux lignes O et E par rapport à leurs équilibreurs respectifs.

Il résulte de cette formule qu'on peut, sans produire l'amorçage, utiliser des gains d'autant plus élevés que les affaiblissements d'équilibrage sont plus grands c'est-à-dire que les impédances des lignes et des équilibreurs sont plus semblables.

2.1. POINT D'AMORCAGE

La notion de "point d'amorçage", est, d'après le C.C.I.T. une notion pratique servant à caractériser, dans une certaine bande de fréquences, la fidélité de reproduction d'une ligne par un équilibreur.

Provoquons l'amorçage d'oscillations dans un circuit de réaction comportant un montage différentiel, auquel sont raccordés la ligne et l'équilibreur à comparer. La fréquence pour laquelle l'oscillation s'entretient effectivement est celle pour laquelle l'affaiblissement d'équilibrage est le plus petit, parmi les fréquences pour lesquelles le déphasage total, après un tour le long du circuit de réaction, est un multiple de 2π.

On voit que, parmi toutes les fréquences de la bande considérée, ce n'est pas nécessairement celle pour laquelle l'affaiblissement d'équilibrage a sa valeur minimum. La différence peut toutefois être faible si le montage du circuit de réaction est telle que le déphasage total soit une fonction rapidement croissante de la fréquence.

Cela posé, on appelle "point d'amorçage" de la ligne et de son équilibreur, dans des conditions d'essai spécifiées, la valeur de l'affaiblissement d'équilibrage à la fréquence pour laquelle les oscillations s'entretiennent effectivement? On voit ainsi que le point d'amorçage dépend du circuit de réaction utilisé pendant sa mesure, et il convient donc de bien préciser toutes les conditions de la mesure. On utilise le plus souvent le répéteur lui-même auquel sera raccordés la ligne et son équilibreur. Si l'on considère alors un répéteur symétriquement réglé :

$$g_{OE} = g_{EO} = g$$

et la formule (2) donne, au moment de l'amorçage :

$$g_a = \frac{b_O + b_E}{2}$$

Par conséquent, le gain nominal maximum d'un répéteur à deux fils symétrique est égal à la moyenne arithmétique des points d'amorçage des deux lignes avec leurs équilibreurs. Le gain maximum ainsi défini est appelé gain d'amorçage.

Si en plus, $b_O = b_E$, il vient $g_a = b$; le gain d'amorçage est alors égal au point d'amorçage.

3. GAIN REEL D'UN REPETEUR A DEUX FILS

Ainsi, donc lorsque les déséquilibres sont suffisamment grands, le répéteur amorce. On constate d'ailleurs que l'amorçage des répéteurs à deux fils garde un caractère sensiblement sinusoïdal, c'est-à-dire que le son entendu est une fréquence pure, qui est à peu près celle du circuit de réaction au moment où l'amorçage commence. Si la condition d'amplitude est réalisée simultanément pour plusieurs fréquences donnant le déphasage 2 le répéteur oscille en même temps sur ces diverses fréquences et le son entendu est complexe. En gros, le répéteur se comporte dans ces conditions comme un oscillateur.

Aussi peut-on s'attendre, lorsque les gains sont trop élevés, sans aller toutefois jusqu'à l'amorçage, à ce que l'attaque de la parole produise la résonance des fréquences propres du répéteur qui, en raison des phénomènes transitoires (inertie)ne disparaissent pas immédiatement ; le circuit est alors voisin de l'amorçage et donne un son "creux" appelé parfois "bruit de tonneau".

Mais même lorsque le répéteur est loin de l'amorçage, les petits déséquilibres inévitables dans la reproduction de la ligne par son équilibreur, amènent la circulation de courants dans le circuit de réaction. Ces courants viennent se composer, tant à l'entrée qu'à la sortie, avec les courants que l'on aurait en l'absence de réaction, et en modifient les valeurs. Il en résulte que le gain réel du répéteur, dans ses conditions de service, diffère du gain nominal c'est-à-dire du gain mesuré.

De plus, les irrégularités des lignes pupinisées croissent, en général, avec la fréquence, donc l'affaiblissement d'équilibrage diminue en haute fréquence. Par conséquent, l'écart entre le gain réel et le gain nominal varie avec la fréquence et croît en général avec elle. Autrement dit, le répéteur introduit alors une distorsion d'amplitude, dite distorsion par réaction, qu'il importe de limiter. Il suffit pour cela que le gain nominal reste suffisamment inférieure au gain d'amorçage, pour que les courants de circulation soient faibles. On s'imposera par exemple, la condition :

$$g_a - g > 0{,}50 \text{ néper}$$

4. CONSTITUTION D'UN REPETEUR A DEUX FILS DU TYPE CLASSIQUE

4.1. CONDITIONS A REMPLIR

Nous n'avons pas précisé jusqu'ici quelle était la constitution des deux amplificateurs A_1 et A_2 d'un répéteur à deux fils. Ils comportent toujours un tube amplificateur associé à un transformateur d'entrée, mais on y trouve encore tous les éléments nécessaires pour réaliser :

- les conditions d'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie,
- les variations du gain suivant les conditions d'utilisation,
- la correction éventuelle de la distorsion d'affaiblissement de la ligne.

4.1.1. ADAPTATION DES IMPEDANCES

Les impédances d'entrée et de sortie d'un élément amplificateur doivent être respectivement égales aux impédances qui correspondent à l'adaptation des accès du différentiel auxquels elles sont raccordées.

A l'entrée, l'adaptation se fait au moyen d'une résistance montée en potentiomètre et placée en dérivation sur le primaire du transformateur d'entrée.

A la sortie, elle se fait au moyen d'un transformateur de sortie adaptant la résistance interne ρ du tube à la valeur convenable.

Mais l'entrée de l'amplificateur peut être connectée, soit au secondaire du différentiel, soit aux points milieux, la connexion inverse ayant lieu pour la sortie. Dans le premier cas, la résistance du potentiomètre doit être égale à $\frac{2Z}{N^2}$ et un transformateur de sortie de rapport $\sqrt{\frac{2\rho}{Z}}$ est indispensable. Dans le deuxième cas, la résistance du potentiomètre doit être égale à $\frac{Z}{2}$, et le transformateur de sortie n'est plus indispensable, l'adaptation pouvant être réalisée par le différentiel lui-même, dont le rapport de transformation doit être égal à $\sqrt{\frac{2Z}{\rho}}$.

La valeur de l'impédance nominale Z est, pour le répéteur à deux fils de type classique, voisine de 800 ohms.

Le module du coefficient de réflexion, $\frac{Z-W}{Z+W}$, doit être, dans toute la bande des fréquences effectivement transmise, inférieur à une limite donnée, fixée par le CCIT (0,2 pour la charge mi-forte, 0,1 pour la charge légère). Il faut remarquer que, dans cette expression, Z représente l'impédance caractéristique du circuit et W l'impédance du répéteur mesurée à travers le translateur dans les conditions d'utilisation (équilibreurs connectés), les effets de réaction étant supprimés (par suppression de la transmission sur le sens de retour).

4.1.2. REGLAGE DU GAIN.

Il est obtenu au moyen d'un potentiomètre analogue à ceux que nous avons déjà étudiés pour les répéteurs à quatre fils (voir chapitre 11, paragraphe 4).

Ce potentiomètre est à plots, donnant une variation de 1 décinéper d'un plot au suivant. Le gain est variable de 1 à 2 népers au moyen du seul potentiomètre pour les matériels antérieurs à 1944 et, pour le matériel 1944, de 0,5 à 2 népers grâce à une ligne artificielle de 0,5 néper commutable par cavalier.

4.1.3. CORRECTION DE LA DISTORSION D'AFFAIBLISSEMENT DE LA LIGNE

L'emploi d'un système de contre-distorsion dans un répéteur à deux fils conduit à avoir le maximum de gain aux fréquences élevées de la bande transmise, c'est-à-dire au moment même où l'équilibrage devient le plus difficile par suite des oscillations de la courbe "impédance/fréquence" des lignes pupinisées aux fréquences se rapprochant de la fréquence de coupure.

Il en résulte donc un risque d'amorçage accru, et dans tous les cas, une augmentation de la distorsion par réaction. Il faut alors comparer l'influence sur la qualité de la conversation, de la distorsion d'affaiblissement d'une part, et de la distorsion par réaction d'autre part, pour déterminer la solution qu'il faut adopter.

Les premiers répéteurs à deux fils mis en service ne comportaient pas de systèmes de contre-distorsion. Par contre, tenant compte des améliorations des affaiblissements de régularité des câbles, les répéteurs des types 1937, 1942, 1944 et 1951 comportent toujours un système de contre-distorsion analogue à ceux déjà étudiés pour les répéteurs à quatre fils (contre-distorsion type "série" pour les matériels 1937 et 1942, contre-distorision dans le réseau de contre-réaction pour les matériels 1944 et 1951).

Cependant, les progrès réalisés dans les liaisons par systèmes à courants porteurs ont pour conséquence de diminuer la longueur moyenne des circuits à deux fils, donc de réduire le nombre de répéteurs insérés sur ces circuits (maximum actuel : 2 répéteurs et 3 tronçons de câble, le plus souvent un seul répéteur pour un ou deux tronçons). La compensation exacte de la distorsion d'affaiblissement d'un tronçon ne se justifie donc plus de façon rigoureuse, puisque nous verrons que la courbe "équivalent/fréquence" d'un circuit n'est jamais représentée par une droite horizontale, mais "chute" vers les hautes et les basses fréquences. L'augmentation du gain en haute fréquence n'est plus nécessaire, la diminution du gain en basse fréquence devant, par contre, toujours subsister.

Dans le matériel moderne à l'étude (voir chapitre 36), étant donné que les conditions d'utilisation des répéteurs à deux fils seront sensiblement identiques dans tous les cas (charge légère H88/36, longueur des tronçons variant peu autour d'une valeur moyenne), il a été envisagé de réduire fortement le nombre des réglages possibles des valeurs de contre-distorsion, et peut-être même de les supprimer complétement. La courbe de gain aurait alors une allure fixée une fois pour toutes, la dispersion des courbes "équivalent/fréquence" obtenues restant toujours dans les limites fixées par le CCIT.

4.2. LIMITATION DE LA BANDE PASSANTE

De toutes façons, il est absolument nécessaire, si l'on veut éviter l'amorçage d'oscillations et une forte distorsion par réaction, que le gain du répéteur devienne très faible à une fréquence suffisamment inférieure à la fréquence de coupure de la ligne (de l'ordre des 7/10 de celle-ci), et conserve cette faible valeur pour toutes les fréquences supérieures. Pour obtenir ce résultat, on insère en série à l'entrée de l'élément amplificateur, un filtre passe-bas à coupure franche (cellule dérivée en m, avec fréquence d'affaiblissement infini légèrement supérieure à la fréquence critique).

Les limites des bandes de fréquences effectivement transmises sont les suivantes :

charge H 177/63 .... de 300 à 2100 Hz

charge H 88/36 .... de 300 à 2500 Hz

charge H 44/18 .... de 300 à 2750 Hz

Sur certains répéteurs modernes de types 44 on trouve des filtres à fréquence de coupure variable permettant l'utilisation sur toutes les charges, avec, en plus, un réglage à 300/3400 Hz dans le cas d'utilisation du répéteur en liaison avec une voie de système à courants porteurs.

5. CARACTERISTIQUES DU MATERIEL 2 FILS TYPE 51 L

5.1. PRINCIPE

Le point milieu de l'enroulement côté équipement d'un translateur est parfaitement équilibré car, dans le matériel antérieur à 1944, il est en général connecté à la terre. Les transformateurs différentiels étant des organes assez coûteux, on peut chercher à les supprimer en utilisant le translateur de ligne lui-même comme transformateur différentiel.

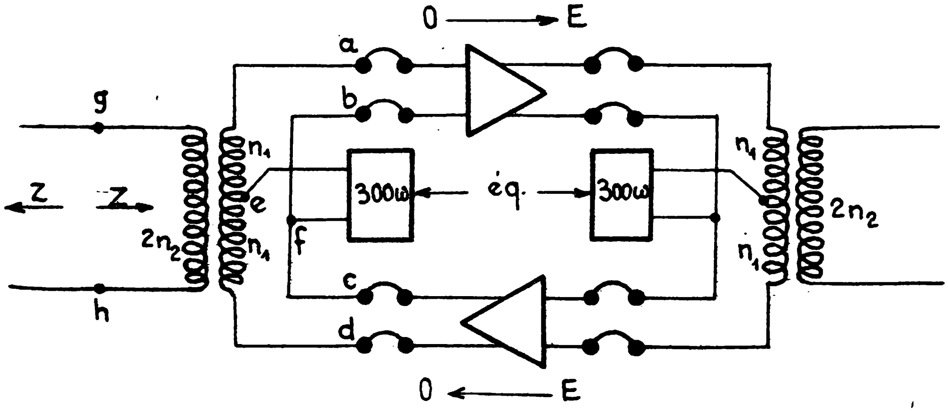
Le matériel 2 fils type 51 L diffère donc essentiellement de tous les autres matériels par le fait que, pour les circuits amplifiés, le même organe y remplit à la fois les fonctions de translateur de décombinaison et de transformateur différentiel.

Cette caractéristique a entraîné la suppression du répartiteur général qui est remplacé par un répartiteur "d'Entrée" où le brassage se fait par quartes et non plus par circuits. Afin d'éviter une liaison par 3 fils entre l'amplificateur et le translateur différentiel, ce dernier se trouve situé sur le Bâti qui supporte les amplificateurs. Les circuits amplifiés traversent donc deux têtes de câbles :

- la première est analogue, dans son principe, à la tête de câble classique type 1937

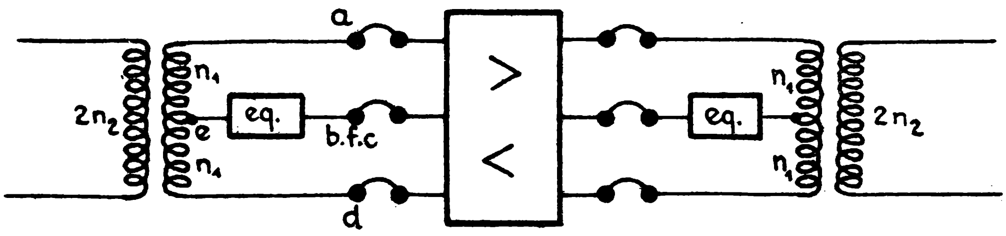
- la seconde se trouve sur le bâti des amplificateurs.

La figure 2 représente le schéma du répéteur à deux fils ; ce schéma se ramène à celui de la figure 3.



SCHEMA DE PRINCIPE DU REPETEUR 2 FILS 51 L

FIGURE 2

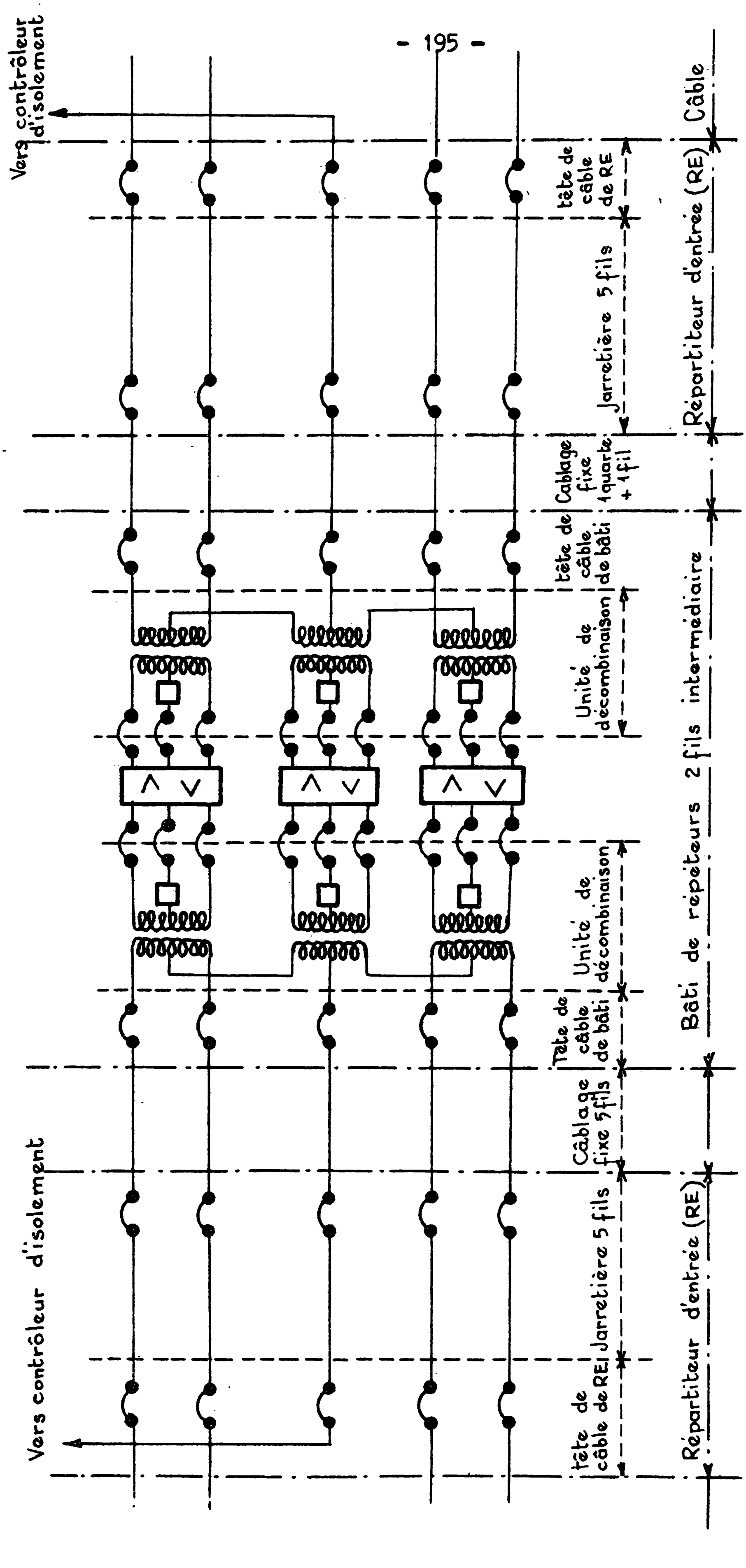


SCHEMA DE PRINCIPE SIMPLIFIE DU REPETEUR 2 FILS 51 L

FIGURE 3

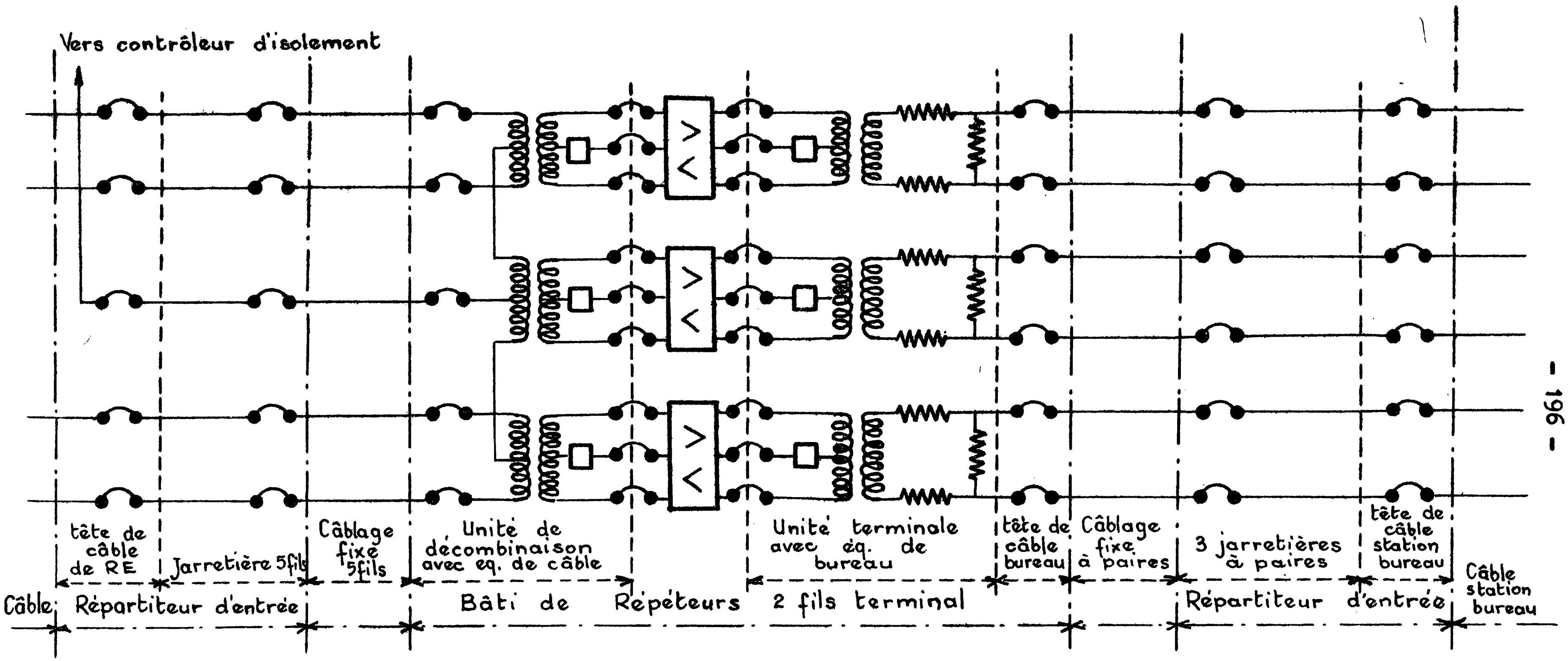
La figure 4 représente l'acheminement d'une quarte de passage amplifiée. dans un centre d'Amplification équipé de matériel type 51 L ; la figure 5 donne l'acheminement d'une quarte <u>terminale</u> amplifiée.

GROJ.



ACHEMINEMENT D'UNE QUARTE DE PASSAGE AMPLIFIEE, DANS UNE STATION 51 L

FIGURE 4



ACHEMINEMENT D'UNE QUARTE TERMINALE AMPLIFIEE, DANS UNE STATION 51 L

FIGURE 5

5.2. REALISATION

5.2.1. - TRANSLATEUR - TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL

Considérons le schéma de la figure 2. Désignons par Z l'impédance à 800 Hertz du câble branché en $g.h$.

Les impédances d'entrée et de sortie des éléments amplificateurs ont été fixées à 600 ohms. Des relations d'équilibrage d'un transformateur différentiel, on déduit :

1°) l'impédance nominale de l'équilibreur, branchée en $e.f$, doit donc être de 300 ohms ($Z_1/2$).

2°) le rapport des enroulements $2n_1/2n_2$ doit être tel que :

$$\left[\frac{n_1}{2n_2}\right]^2 . Z = 300\,\Omega$$

Ainsi, lorsque l'on branche aux bornes $a.b$ l'entrée d'un amplificateur, aux bornes $c.d$ la sortie de l'autre amplificateur, aux bornes $e.f$ une résistance de 300 ohms et aux bornes $g.h$ une résistance Z , le différentiel est adapté et équilibré.

L'affaiblissement composite entre paires de bornes adjacentes est théoriquement égal à 0,35 N , mais la valeur pratique à considérer est 0,40 N .

5.2.2. - REPETEUR

Le répéteur est constitué par l'ensemble de deux blocs amplificateurs reliés entre eux par cavaliers.

C'est un véritable amplificateur à quatre fils. Le gain de chaque sens d'amplification est variable de 1 à 3 népers par bonds de 1 décinéper. C'est le gain que nous avons appelé G_{0E} (G_{E0}) dans la théorie du répéteur 2 fils. Le gain nominal de l'ensemble du répéteur à 2 fils, que nous avons appelé g_{0E} (g_{E0}), est donc variable entre :

$$0{,}2\ N \leqslant g(Z,Z) \leqslant 2{,}20\ N$$

Comme nous l'avons déjà dit, seul le gain $G_{(600,\,600)}$ est mesuré.

En effet, la mesure du gain $g_{(Z,Z)}$ pour un circuit constitué sur l'un des réels de la quarte, conduirait à couper le circuit constitué sur le fantôme et la mesure du gain $g_{(Z,Z)}$ pour le circuit constitué sur le fantôme ne pourrait se faire sans couper les deux autres circuits de la quarte.

5.2.3. - UNITES DE DECOMBINAISON

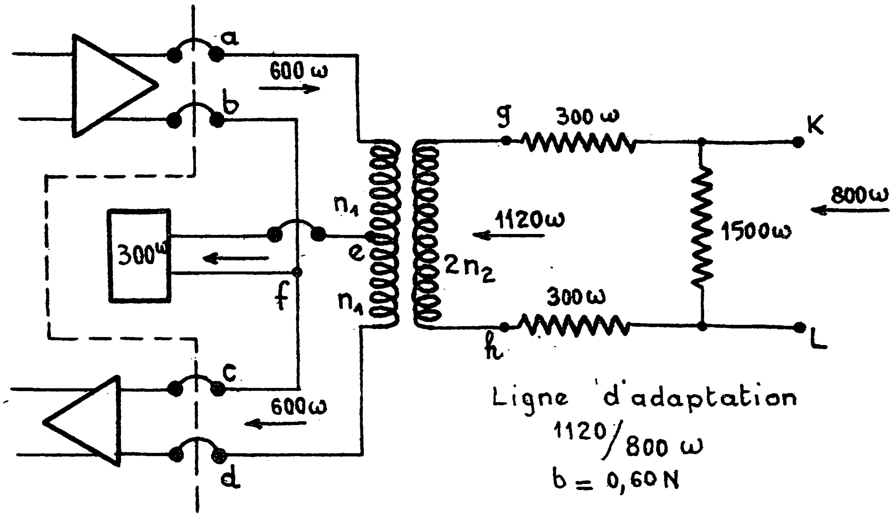
5.2.3.1. - UNITE DE PASSAGE

L'ensemble des trois transformateurs différentiels équipant une quarte constitue un seul bloc que l'on appelle unité de décombinaison de passage. On remarquera que le rapport $\frac{2n_1}{2n_2}$ du transformateur différentiel destiné au circuit fantôme n'est pas le même que celui destiné aux deux circuits réels.

5.2.3.2. - UNITE TERMINALE

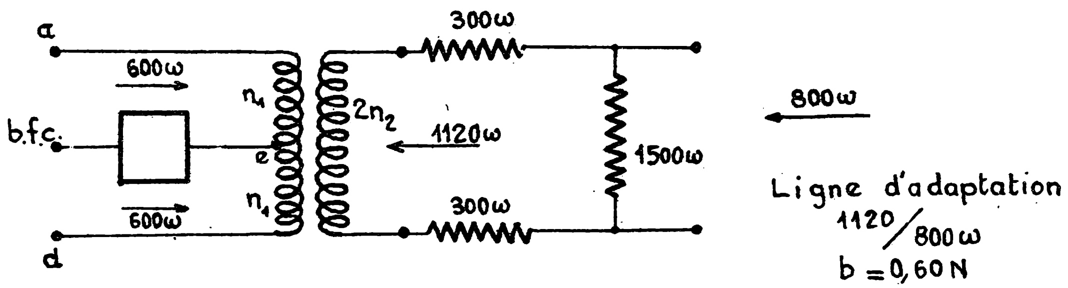
Lorsque les trois circuits d'une quarte doivent se terminer, après amplification, dans un Central Téléphonique Interurbain proche du Centre des L.G.D., les trois répéteurs sont équipés, côté bureau, d'un ensemble de trois transformateurs différentiels identiques appelés unité terminale.

La figure 6 représente le principe d'un tel transformateur différentiel ; ce schéma peut se simplifier comme l'indique la figure 7.



SCHEMA DE PRINCIPE D'UN TIERS D'UNITE TERMINALE AVEC SON EQ. DE BUREAU

FIGURE 6



SCHEMA DE PRINCIPE SIMPLIFIE D'UN TIERS D'UNITE TERMINALE AVEC SON EQ. DE BUREAU

FIGURE 7

Le rapport de transformation de ces trois transformateurs différentiels est le même que celui de deux transformateurs différentiels équipant les deux circuits réels d'une quarte H 88/36 (ϕ=0,9).

L'impédance Z , vue des bornes g h est donc de 1120 ohms.

La ligne artificielle d'adaptation ramène cette impédance à 800 ohms (quelquefois à 600 ohms). L'affaiblissement de cette ligne étant de 0,60 Néper, il en résulte que l'affaiblissement composite entre les voies adjacentes K.L , c.d d'une part, et a.b , K.L d'autre part, devient égal à 1 néper.

Le gain nominal de l'ensemble d'un répéteur placé à l'extrémité d'un circuit à deux fils est donc compris entre les deux valeurs :

$$-0,40 \leqslant g \leqslant 1,60 \text{ N} .$$

5.2.4. - <u>REMARQUES</u>

Il a été dit plus haut que les impédances aux bornes a.b et c.d (figure 2) du différentiel étaient de 600 ohms. Il ne s'agit évidemment là que d'une valeur moyenne. En réalité, ces impédances s'écartent plus ou moins, selon la fréquence, de cette valeur moyenne.

Cependant, ces écarts restent dans des limites suffisantes pour que l'on puisse considérer que les amplificateurs travaillent effectivement entre deux impédances égales à 600 ohms, et le gain G (600, 600) donne des renseignements assez précis sur le comportement du répéteur en service normal.

Il a été dit également que les impédances d'entrée et de sortie des amplificateurs étaient de 600 ohms. Là encore il s'agit d'une valeur moyenne. Tous ces écarts d'impédance sont néanmoins assez faibles pour que les pertes de jonctions à l'entrée et à la sortie des répéteurs restent négligealbes, mais sont cependant trop importants pour que de simples mesures de <u>niveau</u> à l'entrée et à la sortie des amplificateurs donnent des renseignements suffisants.

C'est pourquoi les seules mesures courantes seront :

- la mesure du gain des amplificateurs : G (600,600)

- la mesure du niveau d'entrée sur <u>600Ω</u> : N_E (600) (bornes a-b)(côté différentiel)

- la mesure du niveau de sortie sur <u>600Ω</u> : N_S (600) (bornes c-d)(côté amplificateur).

Les mesures de niveau ne serviront que pour la localisation d'un dérangement (<u>court-circuit</u> ou <u>ouverture</u> du circuit immédiatement après le point de mesure).

CHAPITRE XV

L'EQUILIBRAGE DES LIGNES

1. GENERALITES - LE PROBLEME DE L'EQUILIBRAGE

Nous avons vu au chapitre précédent que, pour donner aux répéteurs à deux fils des gains nominaux élevés sans risque d'amorçage ou de distorsion importante, il faut obtenir, à chaque différentiel, un déséquilibre d'impédance entre la ligne et l'équilibreur correspondant, le plus petit possible. Autrement dit, les quantités A_e et A_E doivent être les plus grandes possible, dans la bande des fréquences transmises.

"Equilibrer" une ligne, c'est alors reproduire de façon aussi exacte que possible, dans toute la bande des fréquences transmises, l'impédance de cette ligne au moyen d'un réseau à deux bornes (dipôle) appelé "Equilibreur", cet équilibreur devant être composé d'un certain nombre d'éléments <u>simples</u> : résistances, capacités, inductances.

Le problème de la détermination des équilibreurs revient à rechercher s'il est possible de trouver un tel réseau, et dans ce cas, à en déterminer les éléments. Ce réseau doit être de structure aussi simple et économique que possible et il doit être de réalisation pratique aisée, sans nécessiter d'appareillage compliqué. Ce problème peut être très difficile à résoudre dans le cas de lignes de constitution hétérogène, présentant d'importantes irrégularités d'impédance. Remarquons immédiatement que le problème se trouve simplifié en pratique, par le fait que les répéteurs à deux fils n'amplifient réellement qu'une bande limitée de fréquences (voir chapitre 14), au maximum de 200 à 3000 Hz.

Pour les fréquences extérieures à cette bande, le gain du répéteur devient très faible et même négatif. Le répéteur se comporte alors comme une ligne d'affaiblissement et ne peut donner lieu à un amorçage d'oscillations. Il est, dans ces conditions, parfaitement inutile de chercher à équilibrer la ligne à ces fréquences.

Il importe en premier lieu de définir, de façon précise, l'impédance à reproduire. Si toutes les parties du circuit sont sensiblement adaptées les unes aux autres, et si le circuit est correctement terminé à son extrémité, l'impédance d'entrée du circuit est sensiblement égale à son impédance caractéristique. On cherche toujours, en pratique, à se rapprocher de ce cas idéal en évitant les réflexions, soit aux extrémités de la ligne, soit aux points intermédiaires.

Néanmoins, par suite des irrégularités de construction de la ligne et des défauts d'adaptation de ses différentes parties entre elles, il subsiste toujours de petites irrégularités d'impédance impossibles à reproduire avec un réseau simple. Ces irrégularités se traduisent par des oscillations périodiques de la courbe impédance/fréquence de la ligne autour d'une courbe moyenne qui représente l'impédance caractéristique. C'est cette courbe moyenne que l'on s'efforce de reproduire par l'équilibreur.

Nous allons d'abord montrer, par une étude théorique sommaire de l'impédance caractéristique des divers types de lignes utilisées, qu'il est possible de déterminer, dans quelques cas particuliers simples, la constitution de réseaux susceptibles de reproduire l'impédance de ces lignes. En règle générale, on ne demande à ces considérations que de fournir <u>la forme du réseau</u>, et la détermination approximative des valeurs de ses éléments. C'est seulement par des méthodes expérimentales effectuées dans les conditions d'emploi, que l'on détermine la valeur exacte des éléments des équilibreurs.

2. *EQUILIBREURS DES LIGNES HOMOGENES*

2.1. IMPEDANCE CARACTERISTIQUE D'UNE LIGNE HOMOGENE

L'impédance caractéristique d'une ligne homogène est donnée par la formule :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \qquad (1)$$

On peut toujours, en première approximation, et dans des conditions normales d'emploi, négliger G devant $jC\omega$, sauf aux <u>très basses</u> fréquences.

La formule (1) devient alors :

$$Z_c \# \sqrt{\frac{R + jL\omega}{jC\omega}} = \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{R}{jC\omega}} = \sqrt{\frac{L}{C}\left[1 + \frac{R}{jL\omega}\right]} \qquad (2)$$

2.2. EQUILIBRAGE DES LIGNES AERIENNES

Dans ce type de ligne, nous avons toujours $R \ll L\omega$. La formule donnant l'impédance caractéristique devient alors :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}\sqrt{1+\frac{R}{jL\omega}} \neq \sqrt{\frac{L}{C}}\left[1+\frac{R}{2jL\omega}\right] = \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{R}{2j\omega\sqrt{LC}}$$

On peut donc représenter la ligne aérienne, dans une certaine bande de fréquences, par le réseau simple suivant, comportant une capacité K en série avec une résistance r (figure 1, a) ; la figure 2 représente la courbe d'impédance de ce réseau.

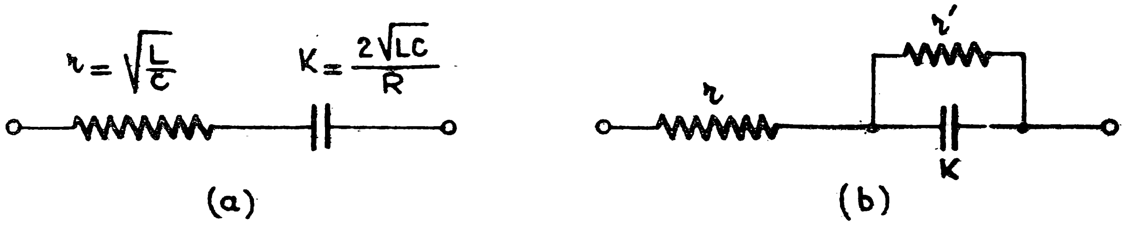


Fig. 1

En pratique, les équilibreurs les plus couramment employés dérivent de ce type simple. En effet, aux très basses fréquences, ce réseau donne une impédance dont le module et la partie imaginaire, qui reste toujours négative, croissent indéfiniment quand la fréquence diminue. Or, en réalité, l'impédance de la ligne tend vers une valeur réelle finie, qui est très sensiblement égale à la résistance de boucle en courant continu, compte tenu de la résistance de fermeture de la ligne à l'extrémité.

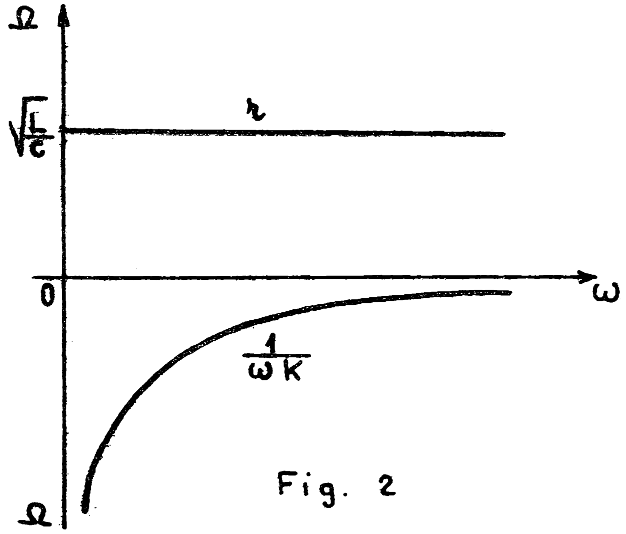


Fig. 2

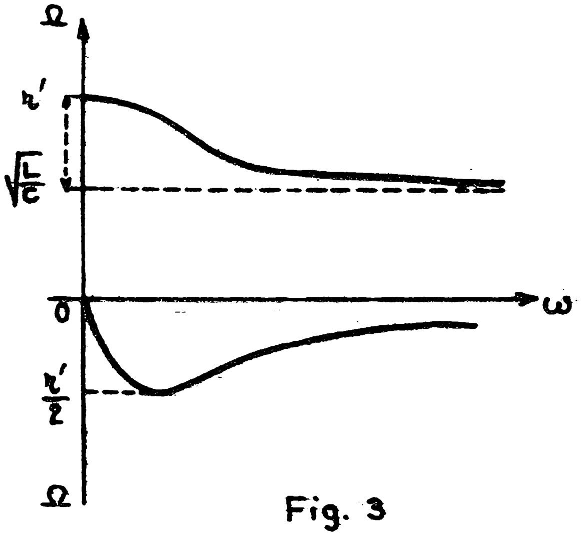


Fig. 3

Pour représenter cette propriété, il suffit de shunter le condensateur K par une résistance r' telle que la somme $r + r'$ se rapproche de la valeur de la résistance de boucle. On obtient ainsi le réseau de la figure 1, b, dont les courbes de la figure 3 représentent l'impédance.

Les lignes aériennes de diamètre égal ou supérieur à 3 mm sont correctement représentées, suivant les cas, par l'un des deux réseaux simples de la figure 1.

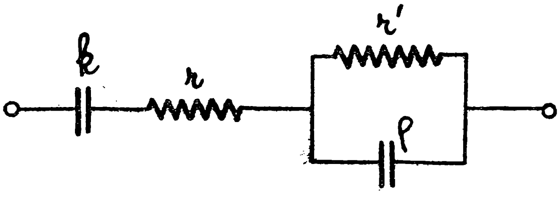


Fig. 4

Si l'on doit équilibrer une ligne aérienne de faible diamètre(3 mm) on utilise le montage composé de la figure 4, parce qu'alors la composante réelle de l'impédance caractéristique augmente de manière sensible aux basses fréquences.

2.3. EQUILIBRAGE DES CABLES DE RESEAU URBAIN

Ces câbles réseau, en conducteurs de petit diamètre, ne sont pas chargés, et sont utilisés aux fréquences vocales. On a alors $L\omega \ll R$ et l'impédance caractéristique peut s'écrire :

$$Z \# \sqrt{\frac{R}{jC\omega}} = \sqrt{\frac{R}{2C\omega}}\,\left[1-j\right]$$

c'est-à-dire que sa partie réelle et sa partie imaginaire (négative) sont égales et sont représentées en fonction de la fréquence par la figure 5. Or, un réseau constitué par une résistance ρ en parallèle avec une capacité γ (figure 6), a une courbe d'impédance dont les diverses caractéristiques sont données par la figure 7. Pour les pulsations supérieures à une valeur $\omega_0 = \frac{1}{\gamma\rho}$, ce réseau donne donc une courbe d'impédance de même allure que celle du câble. S'il est nécessaire d'obtenir une plus grande exactitude dans la reproduction de la ligne aux basses fréquences $(\omega < \omega_0)$, on ajoutera en série avec le réseau γ, ρ, un condensateur d'assez forte valeur.

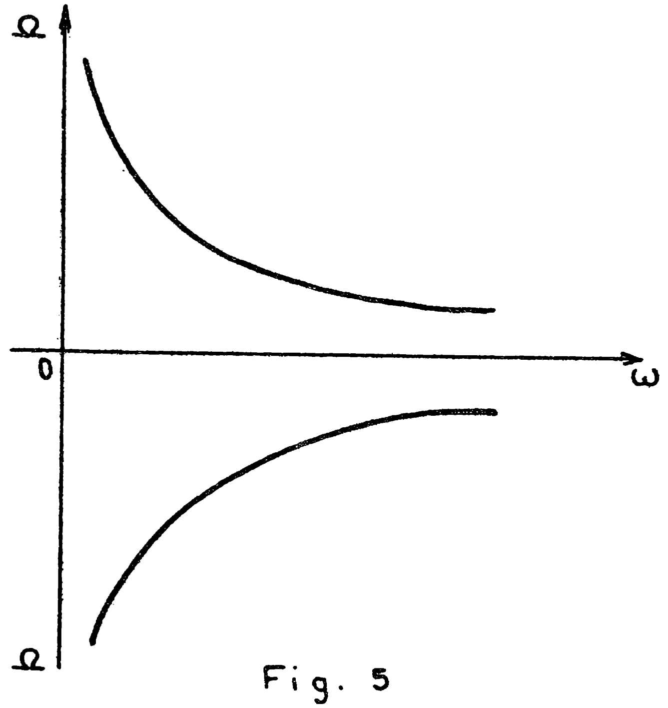


Fig. 5

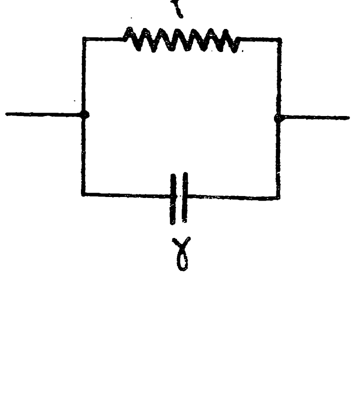


Fig. 6

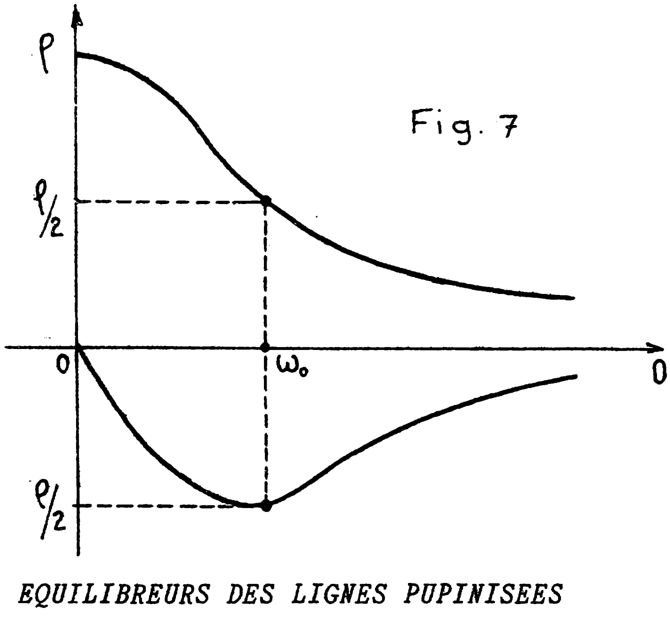


Fig. 7

Le réseau de la figure 6 est appelé équilibreur de bureau parce qu'on le trouve "côté bureau" dans tous les répéteurs à deux fils montés en bout de circuit et dans les "termineurs" des circuits à quatre fils pour représenter l'impédance des câblages vers le bureau et les lignes d'abonnés.

3. *EQUILIBREURS DES LIGNES PUPINISEES*

3.1. IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE LIGNE PUPINISEE

3.1.1. - <u>IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE LIGNE PUPINISEE</u>

La méthode de HOYT pour la reproduction de l'impédance caractéristique d'une ligne pupinisée, est basée sur l'étude des variations de la courbe d'impédance fréquence de cette ligne, suivant la distance entre la première bobine de charge et l'origine de la ligne (point d'où l'on fait la mesure).

Considérons une ligne pupinisée, illimitée dans les deux sens, et prenons un point intermédiaire M d'une section, situé à une distance X de la première bobine ; D étant la longueur d'une section de pupinisation, nous poserons $x = \frac{X}{D}$, x variant de 0 (point A ou terminaison à bobine entière) à 1 (point B , ou terminaison à section entière) (figure 8).

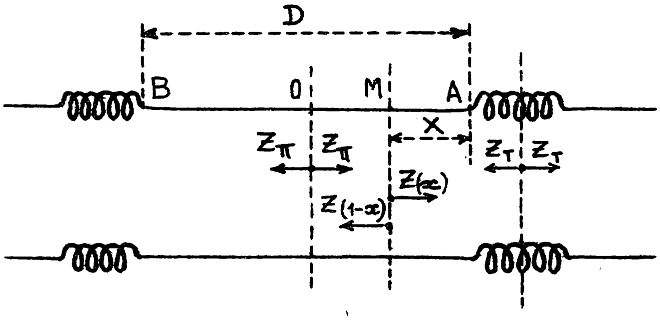


Fig. 8

On sait qu'à mi-section, au point 0 (où $x = 0,5$), l'impédance caractéristique est réelle et varie avec la fréquence suivant la formule :

$$Z_\pi = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}} \qquad (3)$$

où et représentent respectivement l'inductance d'une bobine de charge et la capacité d'une section de pupinisation et où $\eta = \frac{\omega}{\omega_o}$, $\omega_o = \frac{2}{\sqrt{L_o C_o}}$ étant la pulsation de coupure de la ligne.

NOTA - Les notations Z_π et Z_T rapellent que la ligne peut être décomposée en une série de cellules en π dans un cas et en T dans l'autre cas.

Cette impédance croît donc avec la fréquence.

A mi-bobine, au point a , on démontre que l'impédance est également réelle et donnée par la formule :

$$Z_T = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \sqrt{1 - \eta^2} \qquad (4)$$

et décroît donc quand la fréquence augmente. Pour $\eta = 0$, les deux impédances Z_π et Z_T ont la même valeur $\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$.

Ainsi, quand on passe de la terminaison à mi-bobine à la terminaison à mi-section, l'impédance a une partie réelle d'abord décroissante en fonction de la fréquence et ensuite croissante. On conçoit donc que l'on puisse trouver entre ces deux positions un point où l'impédance de la ligne soit telle que sa partie réelle soit indépendante de la fréquence, et puisse être par conséquent reproduite par une simple résistance dans le réseau d'équilibrage. Il est en effet facile, à partir de la formule (4) de trouver l'expression de l'impédance en un point quelconque M d'une section, déterminée par le rapport $x = \frac{X}{D}$.

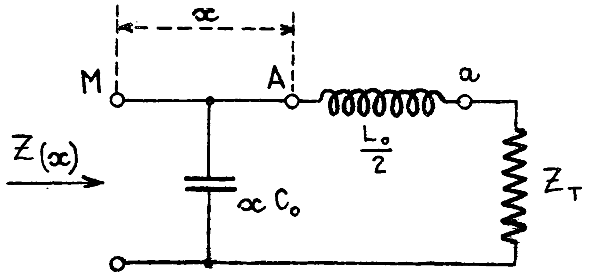


Fig. 9

La ligne terminée au point M peut en effet être considérée comme constituée par une ligne terminée à mi-bobine, à laquelle on ajoute la demi-bobine aA et une capacité xC en parallèle entre les deux conducteurs représentant la capacité de la longueur AM de câble (figure 9). Son impédance est donc donnée par l'équation :

$$\frac{1}{Z_{(x)}} = \frac{1}{Z_T + j\omega\frac{L_0}{2}} + j\,\omega\, x\, C_0 \qquad (5)$$

d'où, tous calculs faits : (voir annexe au présent chapitre)

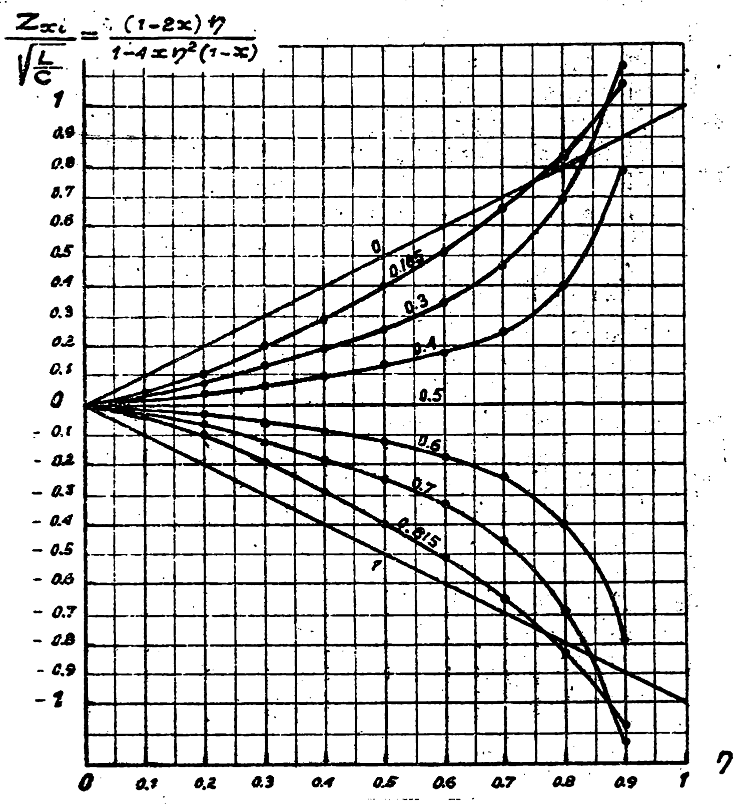
$$Z_{(x)} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\left[\frac{\sqrt{1-\eta^2}}{1 - 4\eta^2 x(1-x)} + j\,\frac{\eta(1-2x)}{1-4\eta^2 x(1-x)}\right] = Z_{(x)_R} + j\,Z_{(x)_I} \qquad (6)$$

On voit, d'après cette relation, que si l'on remplace x par $1-x$, la partie réelle ne change pas, tandis que la partie imaginaire change seulement de signe ; autrement dit, les impédances $Z_{(x)}$ et $Z_{(1-x)}$ sont imaginaires conjuguées. Donc, si l'on prend pour origine du circuit des points symétriques par rapport au milieu d'une section, les impédances d'entrée correspondantes sont imaginaires conjuguées, où encore en un point quelconque d'une ligne pupinisée, les impédances mesurées de de part et d'autre de ce point dans les deux directions, sont imaginaires conjuguées. On reconnaît ici la condition de transfert maximum de puissance réelle.

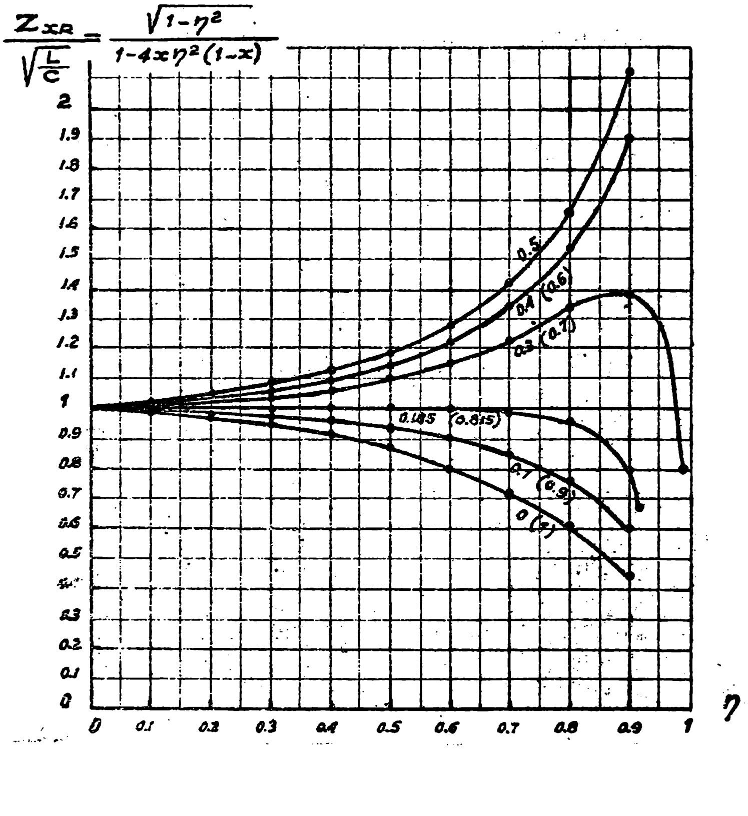
La composante imaginaire de l'impédance $Z_{(x)}$ est :

- réactive pour $0 \leqslant x < \frac{1}{2}$
- nulle pour $x = \frac{1}{2}$
- capacitive pour $\frac{1}{2} < x \leqslant 1$

Si l'on trace les courbes qui représentent en fonction de $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$ et pour différentes valeurs de x, la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée $Z_{(x)}$ d'une ligne pupinisée, on obtient les réseaux de la figure 10 que l'on peut d'ailleurs également relever expérimentalement.



PARTIE IMAGINAIRE DE Z_x



PARTIE REELLE DE Z_x

3.1.2. - LIGNE TERMINEE A MI-SECTION. EQUILIBREUR DE HOYT

Considérons les courbes données par la figure 10. On y constate la propriété que nous venons d'indiquer concernant les impédances vues de part et d'autre d'un point quelconque d'une section de pupinisation ; on retrouve aussi le fait qu'à mi-section, l'impédance est réelle et croissante avec la fréquence.

De plus, on remarque dans le réseau de courbes relatives à la partie réelle de l'impédance d'entrée, qu'il existe une valeur de x pour laquelle $Z_{(x)R}$ s'écarte très peu de la valeur $\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$, tout au moins pour les fréquences ne se rapprochant pas trop de la fréquence de coupure.

Cette propriété est vérifiée pour $x = 0,185$ donc aussi pour $x = 0,815$ et l'égalité :

$$Z_{(x)R} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

est vérifiée jusqu'à 75 % environ de la fréquence de coupure $(\eta = 0,75)$. La partie réelle de l'impédance d'entrée pourra donc, pour $x = 0,185$ $(x = 0,815)$ être représentée par une simple résistance dans une large bande de fréquences comprenant toutes les fréquences utiles de la transmission sur le type de ligne considéré.

Le réseau de courbes relatives à la partie imaginaire montre que pour x compris entre 0 et 0,5 la partie imaginaire de l'impédance de la ligne est semblable à l'impédance d'un circuit bouchon constitué par une inductance L et une capacité C_3 en parallèle, pour les fréquences inférieures à sa fréquence d'anti-résonnance.

Si nous prenons en particulier la terminaison à 0,185D, nous pourrons représenter l'impédance d'entrée par un réseau constitué par une résistance $R_2 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ en série avec un circuit bouchon L , C_3 (figure 11).

Le calcul complet nous donnerait pour L et C_3 (en identifiant la partie imaginaire de l'impédance de la ligne et l'impédance du circuit bouchon), les valeurs :

$$L = 0,315\ L_0$$
$$C_3 = 0,478\ C_0$$

L_0 et C_0 étant les caractéristiques de la ligne par section de pupinisation.

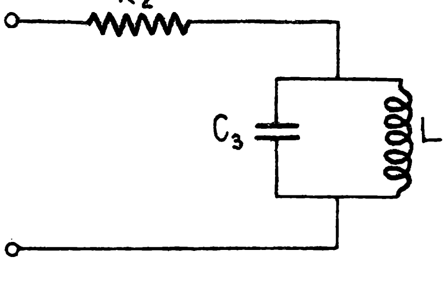


Fig. 11

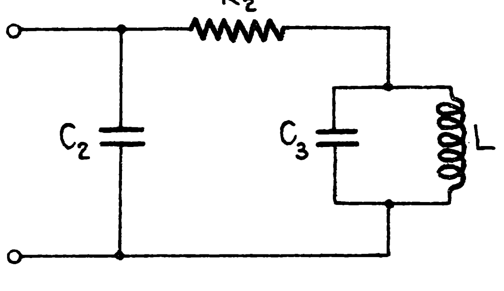


Fig. 12

Mais en réalité, ainsi que nous l'avons déjà vu, les lignes pupinisées sont presque toujours terminées à mi-section à l'entrée des Centres d'Amplification. Pour représenter la ligne terminée à mi-section, il suffit alors de reproduire devant l'équilibreur correspondant à la terminaison 0,185 D , la capacité de la section de ligne non chargée comprise entre ce point et le point 0,5 D , ce qui se fait en plaçant en dérivation sur l'équilibreur précédent une capacité de valeur :

$$C_2 = (0,5 - 0,185)\, C_o = 0,315\, C_o$$

On obtient ainsi le réseau d'équilibrage de la figure 12 qui représente la ligne pupinisée terminée à mi-section.

Enfin, aux basses fréquences, l'influence de la charge diminue et la ligne pupinisée tend à se comporter comme une ligne homogène de perditance négligeable. A ces fréquences, l'équilibreur doit donc se rapprocher de celui d'une ligne homogène, c'est-à-dire doit se réduire à une résistance égale à $\sqrt{\frac{L_o}{C_o}}$, en série avec une capacité de valeur $\frac{2\sqrt{L_o C_o}}{R_o}$ (R_o étant la résistance d'une section de pupinisation).

Or, aux basses fréquences, le circuit bouchon a une impédance négligeable et la capacité C_2 a une impédance élevée. On obtient donc le résultat voulu en disposant en série, à l'entrée de l'équilibreur précédent, un condensateur de capacité $C_1 = \frac{2\sqrt{L_o C_o}}{R_o}$, (dont la valeur est grande par rapport à celles de C_3 et C_2), qui se modifie que très peu l'impédance aux fréquences moyennes et agit seulement aux très basses fréquences. L'équilibreur complet de HOYT est alors disposé suivant le schéma de la figure 13, la capacité C_1 pouvant être shuntée par une résistance de grande valeur R_1 . C'est le schéma le plus couramment utilisé dans les Centres d'Amplification pour reproduire l'impédance d'une ligne pupinisée terminée à mi-section.

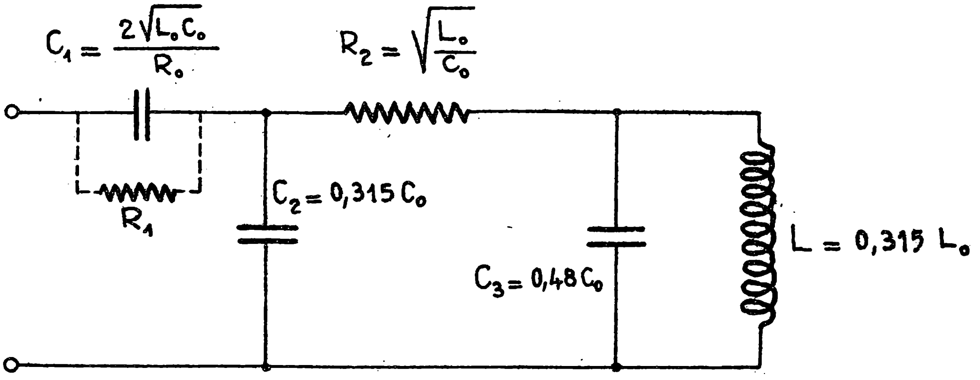


Fig. 13

3.1.3. - EQUILIBREUR POUR LIGNE TERMINEE A MI-BOBINE

Il arrive parfois que la ligne pupinisée se termine à mi-bobine à l'entrée des Centres d'Amplification : ce cas se produit avec des circuits de charge type dont le pas de pupinisation est seulement 915 mètres, soit la moitié du pas normal 1837 mètres (type H) et dont un point de charge sur deux coïncide avec les points de charge du type normal.

Pour reproduire l'impédance d'une telle ligne, on s'appuie sur le fait qu'à chaque fréquence le produit de l'impédance mesurée à mi-section par l'impédance mesurée à mi-bobine est le carré d'une résistance pure, indépendante de la fréquence.

En effet :

$$Z_\pi \cdot Z_T = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\eta^2}} \times \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \sqrt{1-\eta^2} = \frac{L_0}{C_0}$$

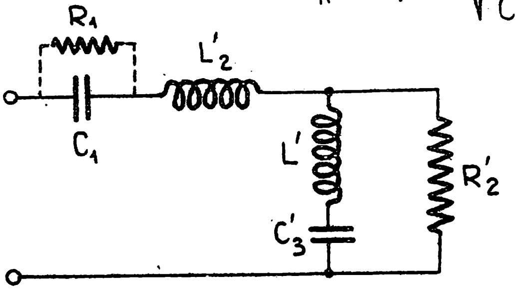


Fig. 14

Les réseaux représentatifs de Z_π et Z_T sont ainsi des réseaux inverses tels que nous les avons définis ; le schéma de l'équilibreur à mi-bobine est donc donné par la figure 14 qui se déduit du schéma de la figure 13 par remplacement de la capacité en dérivation C_2 par une inductance en série L'_2 , $L'_2 = C_2 \frac{L_0}{C_0}$ et du circuit antirésonnant (L , C_3) en série, par un circuit résonnant L' C'_3 en dérivation où $L' = C_3 \frac{L_0}{C_0}$ et $C'_3 = L \frac{C_0}{L_0}$. La résistance R'_2 est évidemment égale à la résistance $R_2 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$

D'autre part, la même capacité $C_1 = \frac{2\sqrt{L_0 C_0}}{R_0}$ qui précédemment doit être montée en série pour représenter l'impédance de la ligne aux basses fréquences. Mais pour des raisons de standardisation et de simplicité, la terminaison des circuits est maintenant toujours ramenée à mi section. Dans le cas des charges B , on termine donc par une bobine entière, et on complète la section dans le centre, ayant translateur par des condensateurs de valeur $\frac{1}{2} C_0$, (C_0 correspondant à la section de pas réduit), placés en dérivation sur les enroulements de ligne des translateurs réels et fantômes. (figure 15).

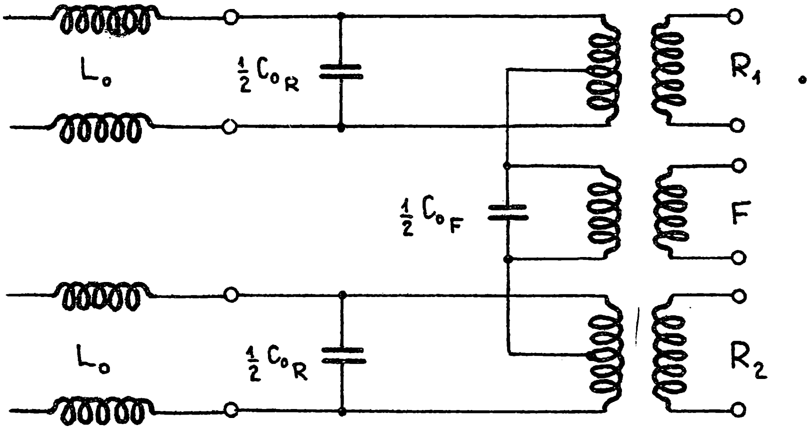


Fig. 15

L'équilibreur utilisé est alors un équilibreur de HOYT du type normal.

Le même principe de complément à mi-section est utilisé chaque fois que la terminaison est quelconque, inférieure à la demi-section.

Si la terminaison est supérieure à la demi-section, il n'est pas possible de déterminer un réseau d'équilibrage simple. On est donc obligé de monter un réseau de complément comprenant : une capacité correspondante à la différence entre la longueur d'une section et la longueur réelle du câble, une bobine de charge, et une capacité représentant une demi-section de câble, pour obtenir une terminaison à mi-section.

3.2. INFLUENCE DU TRANSLATEUR DE LIGNE

Les réseaux d'équilibrage que nous venons d'examiner, reproduisent l'impédance de la ligne elle-même ; mais pour séparer la ligne des organes, les adapter entre eux et permettre la combinaison des circuits, on intercale toujours entre la ligne et le transformateur différentiel du répéteur, un transformateur appelé translateur.

Si le translateur est assimilable à un transformateur parfait, l'impédance de la ligne, vue à travers le translateur, pourra encore être reproduite par un réseau de même forme que celui qui reproduit la ligne elle-même, mais toutes les impédances entrant dans la constitution du réseau d'équilibrage devront être multipliées par le carré du rapport des enroulements.

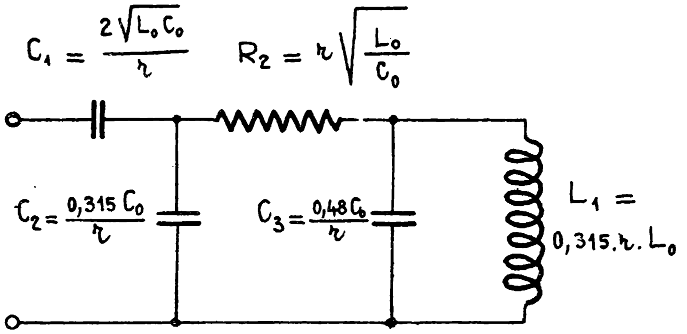


Fig. 16

Les valeurs théoriques des éléments sont alors, dans le cas d'une ligne pupinisée terminée à mi-section et d'un équilibreur de HOYT, celles du schéma de la figure 16, où r représente le carré du rapport de transformation du translateur, c'est-à-dire le rapport entre l'impédance d'adaptation des équipements, 800 ou 600 ohms, et l'impédance caractéristique nominale de la ligne.

En pratique, le translateur se comporte effectivement, aux fréquences moyennes, comme un transformateur très sensiblement parfait. C'est seulement aux très basses fréquences et aux fréquences élevées qu'il intervient pour modifier la forme de la courbe d'impédance de la ligne. Il pourrait donc être nécessaire, surtout si on désire obtenir l'équilibrage dans une bande étendue de fréquences, de placer un translateur sur le côté équilibreur du transformateur différentiel ainsi que le montre la figure 17.

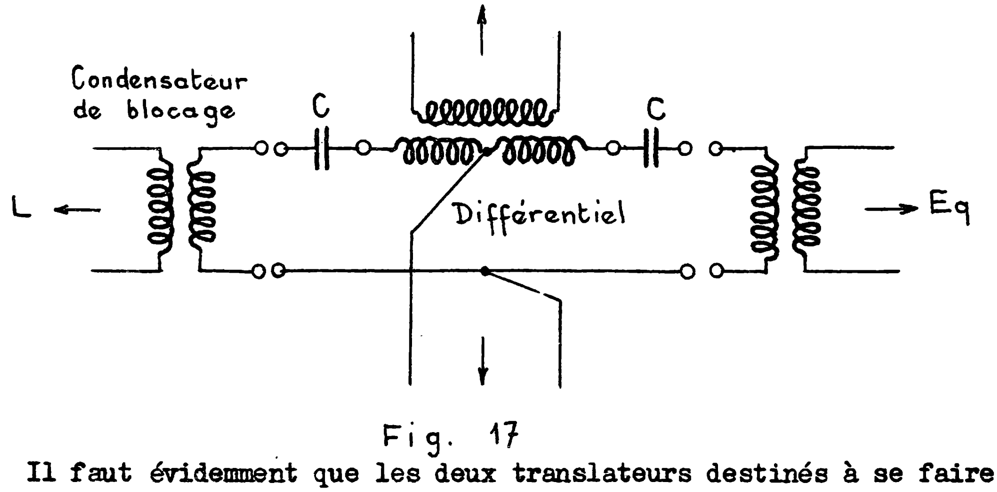


Fig. 17

Il faut évidemment que les deux translateurs destinés à se faire équilibre soient aussi semblables que possible et constituent ce que l'on appelle des couples de translateurs "appairés".

De la même façon, les autres éléments que l'on peut trouver entre le répéteur et le translateur, doivent également être reproduits côté équilibreur et en particulier les condensateurs de blocage d'appel et les lignes d'affaiblissement, à leurs emplacements et dans leur ordre respectifs.

Mais le plus souvent, avec des translateurs de ligne de qualité convenable, il n'est pas nécessaire de reproduire le translateur dans l'équilibreur et le réseau de HOYT, moyennant quelques modifications des valeurs des éléments, permet de représenter avec une très bonne approximation, l'impédance de la ligne vue à travers le translateur.

C'est ce que l'on fait systématiquement dans tous les matériels modernes.

Les capacités réparties entre enroulements ne gênent pas l'équilibrage. En effet, tous les équilibreurs comportent une capacité en shunt équilibrant la longueur de câble comprise entre le point 0,185 et le point 0,5. Il suffit d'augmenter sa valeur de la capacité équivalente aux capacités entre spires.

De même, les résistances ohmiques n'introduisent aucune difficulté. Si l'on cherche à les réduire, c'est pour diminuer l'affaiblissement composite du translateur.

Pour parfaire l'équilibrage, il est nécessaire de tenir compte aux plus hautes fréquences à transmettre, de l'effet d'inductance série des flux de fuites, que nous avons supposés petits dans un translateur normal. Si f_0 est la fréquence de coupure de câble, il y aura lieu de tenir compte de ces effets entre les fréquences 0,5 et 0,8 f_0 ; on pourra équilibrer cette petite inductance série en réduisant la capacité en parallèle de l'équilibreur. Pour que cette manière de réaliser l'équilibrage soit satisfaisante dans toute la bande des fréquences considérées, il faut que les coefficients de dispersion des enroulements du translateur soient assez petits (de l'ordre de 0,02).

Quand le translateur n'est pas reproduit, les condensateurs de blocage d'appel n'ont pas non plus besoin d'être reproduits indépendamment côté équilibreur. C'est le condensateur série (C_1 du schéma de HOYT) de l'équilibreur qui les représente. En même temps il tient compte de l'impédance du câble aux basses fréquences et il faut évidemment modifier en conséquence sa valeur.

4. REALISATION PRATIQUE DES EQUILIBREURS

4.1. DETERMINATION DES ELEMENTS

Le choix d'un réseau d'équilibrage se fait donc ainsi que nous venons de le voir, à partir des constantes théoriques de la ligne à équilibrer. Mais, parmi les éléments que comporte un équilibreur de ligne pupinisée ainsi déterminé, les uns (circuit bouchon et résistance) dépendent seulement du type de ligne utilisé, caractérisé par l'inductance des bobines de charge, le pas de pupinisation et la capacité kilométrique ; les autres dépendent de la distance à laquelle on se trouve de la première bobine de charge (condensateur en dérivation), distance qui est légèrement variable suivant, notamment, l'importance du câblage intercalé entre la tête de

câble et l'entrée du différentiel ; enfin le condensateur série dépend, comme nous l'avons dit, des condensateurs de blocage. Les imperfections des translateurs de ligne doivent en outre, entrer en ligne de compte. Il est donc possible de construire à l'avance, pour un type de ligne déterminé, un équilibreur de base contenant la résistance et le circuit bouchon ; il convient d'ailleurs de remarquer que les éléments de cet équilibreur de base ne dépendent pas du diamètre des fils de la ligne à équilibrer. Cette circonstance réduit donc encore le nombre de types d'équilibreurs de base à réaliser. Mais les autres éléments doivent être déterminés dans chaque cas particulier.

Ainsi, à partir d'un nombre réduit de types dont on connaît les valeurs approchées de certains éléments, la détermination exacte de la valeur des éléments pour obtenir le meilleur équilibre possible, est un problème essentiellement pratique qui doit être résolu dans chaque cas particulier.

Toutes les méthodes pratiques de recherche des équilibreurs utilisées dans les Centres d'Amplification, reviennent à déterminer le point d'amorçage entre la ligne et son équilibreur au moyen du répéteur à deux fils lui-même, auquel la ligne et l'équilibreur seront connectés, et à faire varier les éléments de l'équilibreur pour obtenir un point d'amorçage aussi élevé que possible. On réalise pour cela, un équilibreur variable répondant au schéma voulu, au moyen d'un appareil appelé <u>chercheur d'équilibreur</u>, dont les éléments (résistances, inductances et capacités), variables par commutateurs, sont soit à demeure dans l'appareil, soit amovibles. Lorsqu'on a obtenu le meilleur point d'amorçage possible, on relève les valeurs obtenues pour les différents éléments et on constitue l'équilibreur définitif soit avec des éléments de même valeur, soit avec les éléments mêmes utilisés sur le chercheur d'équilibreur, ce qui évite les erreurs dûes aux tolérances sur les valeurs des éléments et permet une économie dans le matériel puisqu'il n'est plus nécessaire d'avoir des résistances ou des capacités de valeur aussi rigoureusement fixée. Cependant, on doit remarquer que cette économie se trouve contre-balancée en partie par le nombre important de résistances et ce capacités <u>non utilisées</u>, qui sont inclus à demeure dans les éléments amovibles.

Une fois l'équilibreur monté, on mesure à nouveau le point d'amorçage à titre de vérification.

On constate que les valeurs obtenues en pratique coïncident suffisamment bien avec les valeurs théoriques. Les inductances utilisées ne sont d'ailleurs pas variables par raison de simplicité et d'économie et ont les valeurs nominales suivantes dans le cas d'une ligne pupinisée terminée à mi-section, sans translateur d'équilibreur pour un matériel dont l'impédance nominale est de 800 ohms.

charge	177/63 :	réel 32 mH	, fantôme 19 mH
	88/36 :	réel 19 mH	, fantôme 15 mH
	44/18 :	réel 15 mH	, fantôme 12 mH
	88/36 :	réel 15 mH	, fantôme 12 mH

La résistance R_2 (figure 16) est voisine de 800 ohms et varie en général entre 750 et 1000 ohms environ ; la capacité C_3 du bouchon et la capacité dérivation C_2 sont de l'ordre de quelques centièmes de microfarads, et varient de 0,001 à 0,121 microfarads par bonds de 0,001 μF. La capacité série C_1 peut aller de 0,1 à 2,3 μF et est souvent de l'ordre de un microfarad ; elle peut être shuntée par une résistance variant de 0 à 4000 environ, par bonds de 200 ohms.

Les valeurs des éléments des équilibreurs de circuits aériens sont essentiellement variables et la recherche de l'équilibreur est en général plus difficile que dans le cas des circuits en câble.

Des abaques peuvent permettre le calcul rapide des équilibreurs.

4.2. INFLUENCE DE LA TERMINAISON

4.2.1. - GENERALITES

Pour que le point d'amorçage d'une ligne et de son équilibreur soit parfaitement défini, il faut préciser les conditions de terminaison de la ligne à son autre extrémité.

Si l'impédance de la terminaison est égale à l'impédance caractéristique de la ligne, on retrouve rigoureusement cette impédance à l'entrée de la ligne, aux oscillations près de la courbe d'impédance dûes aux irrégularités en ligne. Si la ligne est de longueur suffisante, donc d'affaiblissement assez élevé, l'influence à l'origine d'une désadaptation à l'extrémité est faible, donc l'influence de la terminaison diminue. On constate que si la ligne a un affaiblissement de l'ordre de 2,5 népers, la terminaison peut se réduire à une simple résistance, égale évidemment à l'impédance caractéristique nominale dans le cas d'une ligne pupinisée.

Considérons en effet, (figure 18) une ligne AB, d'affaiblissement a et soit b_0 l'affaiblissement d'équilibrage mesuré en A quand la ligne est fermée en B sur son impédance caractéristique Z_0 ; b_0 est ce que nous avons déjà appelé "affaiblissement de régularité" (voir cours de Lignes).

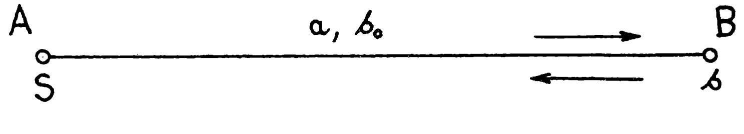


Fig. 18

Supposons maintenant que la ligne soit terminée en B sur une impédance différente de Z_0 et définie par l'affaiblissement d'adaptation

$$b = \text{Log} \left| \frac{Z + Z_0}{Z - Z_0} \right|$$

Si nous avons un courant incident I à l'entrée de la ligne, il revient à l'origine par suite des réflexions, un courant réfléchi I' qui se compose :

1°) du courant résultant de l'ensemble des courants partiels réfléchis sur les irrégularités de la ligne : par définition de b_0 , l'intensité de ce courant est égale à : $I e^{-b_0}$.

2°) d'un courant qui, parti de A , se transmet jusqu'en B où il se réfléchit partiellement et revient de B en A , en subissant un affaiblissement total $a + b + a = 2a + b$. Son intensité est donc de $I e^{-(2a+b)}$

En supposant ces deux courants en phase, ce qui correspond au cas le plus défavorable, le courant réfléchi total est :

$$I' = I e^{-b_0} + I e^{-[2a+b]} = I e^{-S}$$

Ainsi l'affaiblissement d'équilibrage S mesurée en A dans les conditions de terminaison spécifiées, est donné par la relation :

$$e^{-S} = e^{-b_0} + e^{-[2a+b]}$$

Pour une désadaptation donnée b à l'extrémité B , S et b_0 différent d'autant moins que l'affaiblissement a est plus élevé.

4.2.2. - REALISATION DE LA LIGNE "DITE INFINIE"

L'affaiblissement de régularité b_0 étant de l'ordre de 4 népers sur une ligne bien construite, une ligne satisfaisant à la condition $a \gg 2{,}5$ népers pourra donc être assimilée à la ligne "infinie". Alors, pour réaliser l'équilibreur, on prolongera, toutes les fois que cela sera possible, la section à équilibrer par des sections de même type de façon que l'affaiblissement total soit de l'ordre de 2,5 népers et on terminera la ligne ainsi prolongée à l'extrêmité opposée à celle où l'on recherche l'équilibreur, par une résistance pure de 800 ohms, ou mieux encore par un équilibreur de type correspondant déjà réalisé par une ligne analogue.

Mais ces renvois successifs, qui se font aux têtes de câble, ne peuvent être effectués que s'ils ne risquent eux-mêmes d'introduire des réflexions plus importantes que celles d'une terminaison incorrecte ; ils ne doivent donc être utilisés que dans le cas d'une terminaison du câble à mi-section ou à mi-bobine à l'extrêmité éloignée. Dans le cas d'une terminaison en un point quelconque de la section de pupinisation, on se contente de fermer la ligne à l'extrêmité B , derrière le translateur, sur une résistance pure de 800 ohms (ou 600 ohms), en série le plus souvent avec un condensateur de 2 ou 3 μF .

Dans le cas de lignes aériennes, on peut procéder de la même façon, avec des renvois si l'on a plusieurs lignes identiques et en bouclant, derrière translateur sur une résistance de 600 ohms en série ou non avec un condensateur de 2 μF.

4.3. INFLUENCE DE LA COURBE DE GAIN DU REPETEUR

Le gain du répéteur utilisé pour rechercher l'équilibreur doit être aussi constant que possible en fonction de la fréquence, afin de ne pas introduire d'erreur dans la détermination du point d'amorçage. On arrive à ce résultat en prenant pour les réseaux de contre-distrosion, les montages qui donnent en hautes et basses fréquences les plus faibles variations de gain possibles par rapport au gain à 800 p/s.

4.4. REMARQUES PRATIQUES

Au cours de la recherche d'un équilibreur, on peut déterminer sur quel élément il faut agir pour l'améliorer en remarquant la fréquence approximative à laquelle le répéteur amorce. Sur un schéma de HOYT, quand le répéteur amorce en basse fréquence, on agira d'abord sur C_1 (ou R_1) ; quand le répéteur amorce en haute fréquence, on agira d'abord sur C_2 et C_3 ; quand le répéteur amorce aux fréquences moyennes, on agira d'abord sur R_2. Mais seule l'expérience peut apprendre à réaliser rapidement et sûrement les équilibreurs.

Les équilibreurs réalisés sur les câbles les plus récemment posés permettent d'obtenir des points d'amorçage supérieurs à 4 népers ; sur les câbles plus anciens, les points d'amorçage sont de l'ordre de 3 népers. Avec les aériens les valeurs obtenues sont très variables et de l'ordre de 2 à 2,5 népers pour des lignes bien construites.

5. METHODES DE MESURE DES POINTS D'AMORCAGE

5.1. GENERALITES

Pour se rapprocher autant que possible des conditions d'utilisation pratique, et profiter de la limitation de la bande transmise, c'est au moyen du répéteur à deux fils lui-même que l'on mesure dans les Centres le point d'amorçage de la ligne et de son équilibreur.

En effet, de la relation établie au chapitre précédent :

$$g_{OE} + g_{EO} = s_O + s_E \qquad (7)$$

entre les gains et les points d'amorçage à la fréquence pour lesquels les oscillations s'entretiennent effectivement, il résulte que si l'on connaît les gains et l'un des points d'amorçage, on pourra déterminer l'autre point d'amorçage.

Toutes les méthodes de mesure utilisées dans les Centres consistent à raccorder la ligne et l'équilibreur à réaliser, sur les paires de bornes correspondantes d'un des transformateurs différentiels du répéteur (D_o), et à produire l'amorçage de ce répéteur quand on crée, au moyen de résistances de valeur connue, un déséquilibre connu entre les bornes "ligne" et "équilibreur" du deuxième transformateur différentiel.

Les méthodes employées peuvent, suivant la façon dont l'amorçage est obtenu, être classées en 2 catégories.

- ou bien on réalise sur le deuxième transformateur différentiel un déséquilibre fixe s_E, et l'on augmente progressivement les gains jusqu'à ce que l'on constate l'amorçage. Ce sont les <u>méthodes à gains variables</u>.

- ou bien on laisse les gains fixes et l'on diminue progressivement δ_E, en déséquilibrant de plus en plus le deuxième différentiel, jusqu'à l'amorçage. Cette méthode est dite "de la résistance variable".

Avant toute recherche d'équilibreur ou mesure de point d'amorçage, au moyen d'un répéteur, il est nécessaire de vérifier la qualité des transformateurs différentiels en faisant l'essai de l'équilibrage interne du répéteur. Pour cela, après avoir donné au gain leurs valeurs maxima, on équilibre parfaitement l'un des deux transformateurs différentiels en le fermant côté "ligne" et côté "équilibreur" sur deux résistances égales de 800 (ou 600) ohms, tandis que l'on déséquilibre l'autre transformateur différentiel, en réalisant le montage "ouvert court-circuit".

La même opération est répétée en inversant le rôle des transformateurs différentiels : la théorie du répéteur à deux fils nous montre que, dans ces conditions, le répéteur ne doit pas amorçer (on vérifie d'ailleurs que l'amorçage peut se produire en enlevant, pendant un court instant, l'une des deux résistances, ce qui déséquilibre le transformateur différentiel correspondant) ; si le répéteur amorçait, c'est qu'il y aurait, dans les transformateurs différentiels, un défaut qu'il faudrait rechercher.

5.2. METHODES DES GAINS VARIABLES

5.2.1. - PREMIERE METHODE : OUVERT COURT-CIRCUIT

La ligne et l'équilibreur à essayer (ou le chercheur d'équilibreur), sont connectés sur le transformateur différentiel correspondant du répéteur normalement utilisé, dont l'autre transformateur différentiel a le côté "ligne" en court-circuit et le côté "équilibreur" ouvert, ou inversement (figure 19).

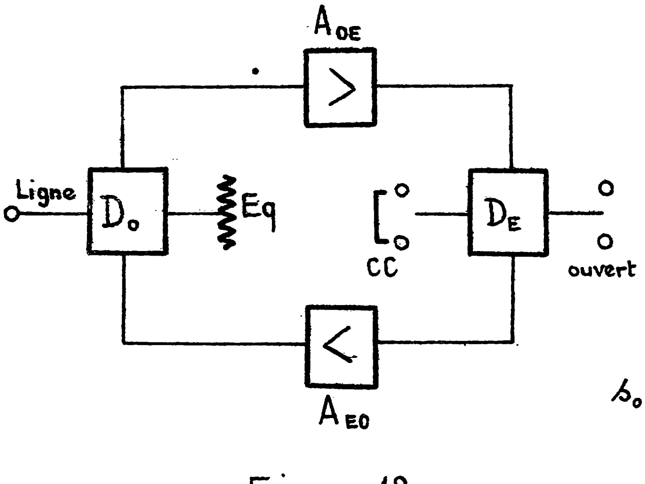


Fig. 19

Nous avons vu (chapitre 13) que dans ces conditions, le transformateur différentiel D_E se comporte comme un transformateur parfait et n'introduit pas d'affaiblissement entre voies opposées.

Donc :

$$B_E = \delta_E + 0{,}7 = 0 \quad \text{d'où} \quad \delta_E = -0{,}7\,N$$

La relation (7) donne donc au moment de l'amorçage :

$$\delta_o = g_{OE} + g_{EO} - \delta_E = g_{OE} + g_{EO} + 0{,}7\,N \quad (8)$$

La mesure s'effectue en augmentant progressivement et simultanément les gains dans les deux sens du répéteur jusqu'à ce que l'on constate l'amorçage d'oscillations. Lorsque ce résultat est obtenu, on mesure, entre des impédances parfaitement adaptées (par exemple entre 800 ou 600 ohms) les gains du répéteur dans les deux sens et la formule (8) donne le point d'amorçage cherché. L'amorçage est constaté par écoute sur le circuit de surveillance qui existe dans tout répéteur, avec un écouteur de forte impédance, pour ne pas modifier les impédances du répéteur utilisé. Remarquons qu'en toute rigueur les gains devraient être mesurés à la fréquence d'amorçage des oscillations, si celle-ci peut être définie. Mais si la courbe du gain du répéteur est, comme il se dcit, sensiblement plate dans la bande transmise, les gains peuvent être mesurés sans erreur sensible, à une fréquence quelconque de cette bande. Aussi les mesure-t-on en général à 800 p/s.

Si l'on inverse les connexions ouvert et court-circuit sur le deuxième transformateur différentiel, on fait tourner la phase de π dans le circuit de réaction sans modifier l'affaiblissement B_E. Par conséquent, la fréquence d'amorçage pour laquelle le déphasage après un tour du circuit de réaction est nul, va se trouver modifiée et il est possible qu'à cette nouvelle fréquence, l'affaiblissement d'équilibrage soit différent de ce qu'il était précédemment. En recommençant la mesure précédente, on obtient donc généralement une nouvelle valeur du point d'amorçage. Cette double expérience revient à mesurer l'affaiblissement d'équilibrage à deux fréquences différentes ; une trop grande différence entre les deux mesures indique donc que l'affaiblissement d'équilibrage varie notablement avec la fréquence. En pratique, on cherche toujours à réaliser un équilibreur qui donne sensiblement, à moins de 0,2 néper près, le même point l'amorçage sur les deux phases, et l'on prend pour valeur du point d'amorçage la plus petite des deux valeurs mesurées.

5.2.2. - <u>DEUXIEME METHODE : 800 COURT-CIRCUIT (ou 800 OUVERT)</u>.

La ligne et son équilibreur sont montés comme précédemment. Sur le deuxième transformateur différentiel, on connexte au côté "ligne" une résistance pure égale au module de l'impédance nominale du répéteur, donc égale à 800 ohms, le plus souvent, et on court-circuite le côté "équilibreur" ou inversement.

On opère ensuite comme ci-dessus. Dans ces conditions, comme on a $s_E = 0$ il vient :

$$s_0 = g_{OE} + g_{EO} \qquad (9)$$

L'inversion de phase se produit comme dans la première méthode, en inversant les connexions sur le deuxième transformateur différentiel et donne lieu aux mêmes remarques.

Au lieu de réaliser un court-circuit, on peut réaliser un circuit ouvert et l'on obtient le même résultat.

La comparaison des formules (8) et (9) montre que, avec un même répéteur, la première méthode permet de mesurer des points d'amorçage plus élevés que la seconde. En effet, si le gain du répéteur varie de 1 à 2 népers, la première méthode permet de mesurer des points d'amorçage compris entre 2,7 et 4,7 népers, et la deuxième entre seulement 2 et 4 népers.

5.3. METHODE DE LA RESISTANCE VARIABLE

Les deux méthodes précédentes ne sont applicables qu'autant que l'on dispose d'un répéteur dont on peut faire varier le gain dans des limites étendues et de façon suffisamment continue. Aussi emploie-t-on de façon beaucoup plus courante la méthode de la résistance variable, plus souple et plus précise que les précédentes.

On connecte la ligne et l'équilibreur à essayer sur l'un des transformateur différentiel et l'on fixe le gain du répéteur, dans chaque sens, à une valeur déterminée qui sera conservée constante pendant la mesure. Sur le transformateur différentiel opposé à celui sur lequel on équilibre, on réalise un déséquilibre connu et variable : pour cela on connecte, du côté "ligne" une résistance pure R, égale au module de l'impédance nominale du répéteur (en général 800 ohms), et du côté "équilibreur", une résistance R_v, ou inversement (figure 20). L'affaiblissement d'équilibrage sur le transformateur différentiel D_E est donc :

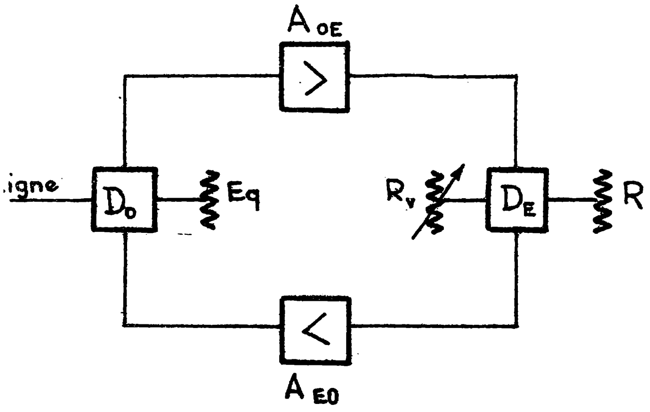


Fig. 20

$$b_E = \text{Log}\left|\frac{R+R_v}{R-R_v}\right| \qquad (10)$$

En partant de la valeur $R_v = R$, on fait varier R_v jusqu'à produire l'amorçage du répéteur. A ce moment, on a :

$$b_E = g_{OE} + g_{EO} - \text{Log}\left|\frac{R+R_v}{R-R_v}\right|$$

On peut ainsi mesurer tous les points d'amorçage inférieurs à la somme des gains maxima, dans les deux sens du répéteur utilisé.

La valeur constante du gain choisie pour la mesure doit donc être d'autant plus forte que le point d'amorçage que l'on espère obtenir est lui-même plus élevé ; on prend en général le gain maximum.

Cette méthode donne lieu exactement aux mêmes remarques que les deux précédentes en ce qui concerne d'une part la fréquence à laquelle doivent être mesurés les gains, et d'autre part l'inversion de phase par l'inversion des connexions.

Remarquons encore que, pour chaque valeur de b_E la résistance variable peut prendre deux valeurs, l'une R'_v plus petite que R, l'autre R''_v plus grande que R, telles que :

$$R'_v \cdot R''_v = R^2$$

ainsi que le montre la formule (10). Le passage d'une valeur à l'autre correspond encore à une inversion de phase égale à π dans le circuit de réaction ; comme cette inversion peut également être obtenue par l'inversion des connexions, on se contente en pratique, par raison de commodité, de faire varier R_v de 0 à R.

La valeur de δ_E peut, pour une valeur donnée de R, être lue directement sur un graphique, en fonction de R_v. Mais il est encore plus pratique de graduer directement la résistance R_v en néper, d'après la relation (10).

5.3.1. - VERIFICATEUR D'EQUILIBREUR

On appelle vérificateur d'équilibreur un appareil comportant à la fois la résistance fixe R et la résistance variable R_v, celle-ci graduée en néper, et donnant donc directement l'affaiblissement d'équilibrage correspondant à un déséquilibre connu. La surveillance de l'amorçage se fait au moyen d'un écouteur à haute impédance que l'on branche en parallèle aux bornes de R, en série avec des résistances de valeur élevée de l'ordre de 10.000 ohms. La résistance R_v varie en réalité de 0 à $R\frac{e^{1,2}-1}{e^{1,2}+1}$ (soit 430 ohms si $R = 800$ ohms) et est graduée comme $R\frac{e^{\alpha}-1}{e^{\alpha}+1}$ en donnant, par bonds de 0,1 néper toutes valeurs α d'affaiblissement d'équilibrage comprises entre 0 et 1,2 népers. Le champ de mesure de l'appareil est étendu, en introduisant devant la résistance R_v une ligne artificielle d'affaiblissement B, d'impédance caractéristique égale à R et variable de 0 à 2 népers, par bonds de 0,5 néper (figure 21).

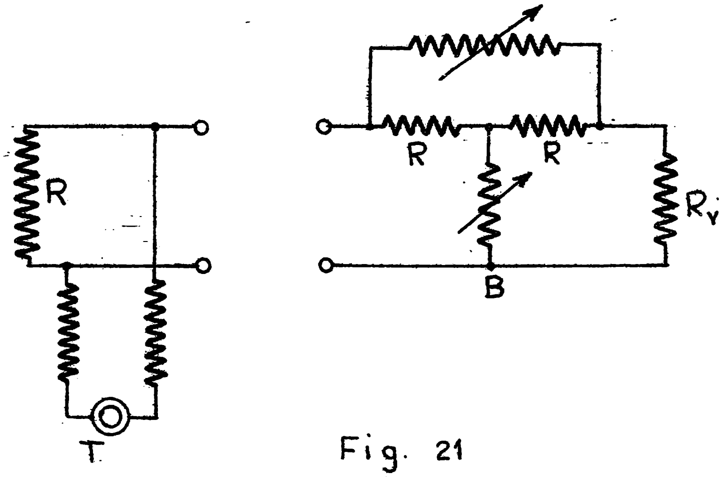


Fig. 21

L'affaiblissement d'équilibrage δ entre R et la résistance R_v, vue à travers la ligne artificielle, est alors augmenté de deux fois l'affaiblissement de la ligne B :

$$\delta = \alpha + 2B$$

La graduation de B est faite par bonds de un néper, de 0 à 4 népers, et la lecture de δ se fait en ajoutant les indications des commutateurs de B et de R_v ; on peut ainsi obtenir toutes les valeurs de δ comprises entre 0 et 5,2 népers, par bonds de 0,1 néper. Un commutateur permet de réaliser l'inversion de R et de l'ensemble B et R_v, sans changer les cordons de renvoi de l'appareil sur le répéteur.

Les condensateurs de blocage d'appel du répéteur doivent toujours être court-circuités sur le transformateur différentiel correspondant au vérificateur d'équilibreur.

6. ETUDE DU CAS PARTICULIER DU MATERIEL 51 L

6.1. MODIFICATIONS DU SCHEMA DE HOYT

Nous avons vu, au chapitre 14, que l'impédance des équilibreurs de câble reliés aux points milieux des translateurs/transformateurs différentiels des répéteurs à 2 fils type 51L, avaient une impédance de 300 ohms.

Si l'on calcule un équilibreur de HOYT classique dans ces conditions, on trouve pour la capacité série C_1 , une trop forte valeur (10 à 15 microfarads) difficilement réalisable.

L'équilibreur de câble d'impédance 300 ohms présentera donc une structure particulière que l'on peut comprendre en admettant que l'on fasse subir à un équilibreur de HOYT, déterminé pour cette impédance, les transformations suivantes :

a) On fait passer le condensateur C_2 qui n'intervient qu'en haute fréquence, devant le réseau $C_1 R_1$, lequel n'intervient qu'en basse fréquence. L'impédance de l'équilibreur s'en trouvera peu modifiée (figure 22).

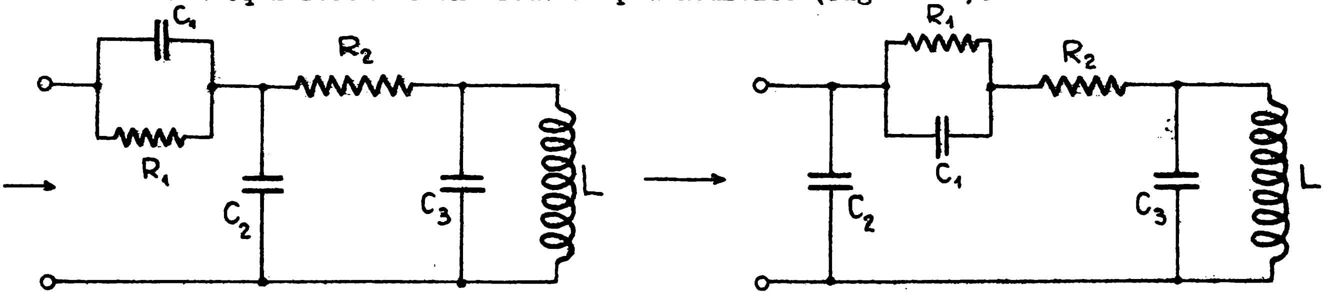


Fig. 22

b) La résistance R_2 est remplacée par un réseau qui lui est rigoureusement équivalent à toutes fréquences si l'on satisfait à la relation (figure 23) :

$$\frac{L_2}{C_{21}} = \left[R_2\right]^2$$

Dans cette relation C_{21} est choisi pour satisfaire en plus à :

$$R_1 C_1 = R_2 C_{21}$$

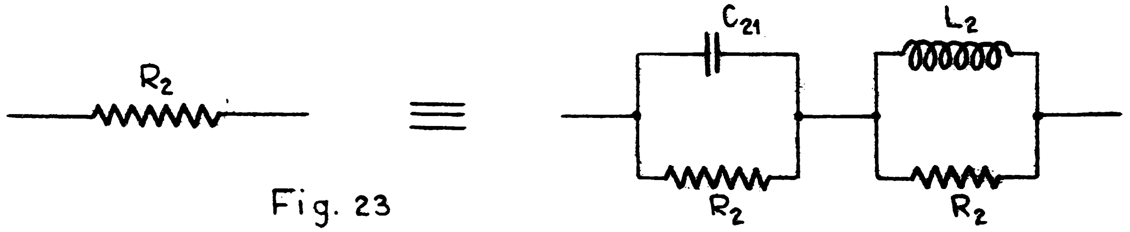


Fig. 23

c) L'ensemble $R_1 C_1 - R_2 C_{21}$ peut alors se remplacer par un réseau unique $R_{11} C_{11}$ tel que (figure 24).

$$R_{11} = R_1 + R_2$$

$$C_{11} = \frac{C_1 \times C_{21}}{C_1 + C_{21}}$$

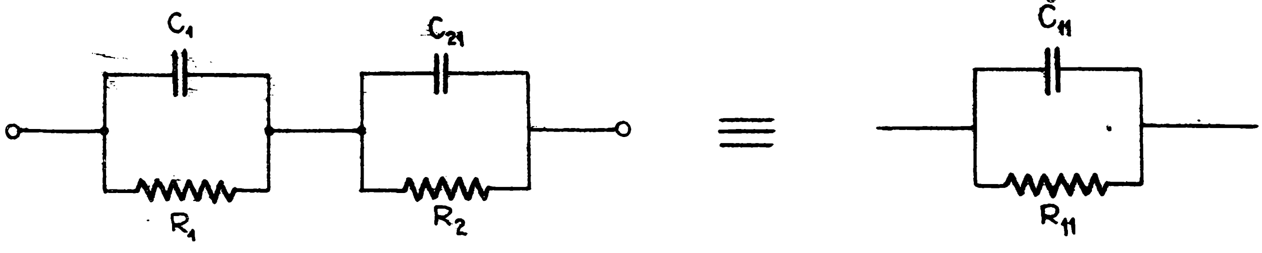


Fig. 24

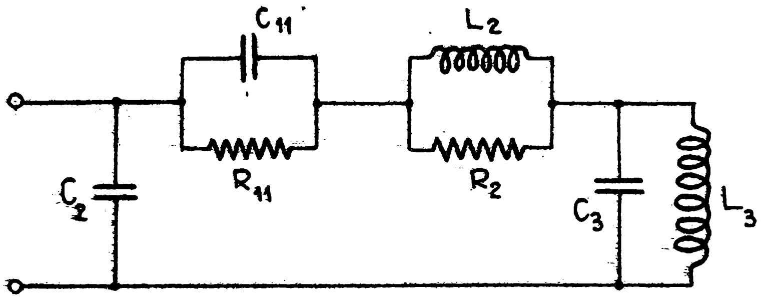


Fig. 25

On obtient finalement la nouvelle structure, donnée par la figure 25.

Elle présente sur la structure classique l'avantage suivant : C_1 qui aurait une valeur trop forte a ici, en tant que C_{11} une valeur plus faible, de l'ordre de 3,8 microfarads. C'est la présence de l'inductance L_2 qui permet cette réduction de valeur.

6.2. RECHERCHE PRATIQUE DE L'EQUILIBREUR. MESURE DU POINT D'AMORCAGE

6.2.1. - MONTAGE DE MESURE (ECHOMETRE)

On réalise, avec le translateur/transformateur différentiel relié à la ligne que l'on veut équilibrer et au chercheur d'équilibreur, les deux sens d'amplification du répéteur et le vérificateur d'équilivreur, un montage en boucle (du type "échomètre") (figure 26) dans lequel peuvent naître des oscillations spontanées qui dépendent :

- de l'affaiblissement d'équilibrages entre la ligne et son équilibreur,
- du réglage des éléments variables du vérificateur d'équilibreur.

L'écouteur téléphonique permet de constater l'apparition et la disparition de l'oscillation.

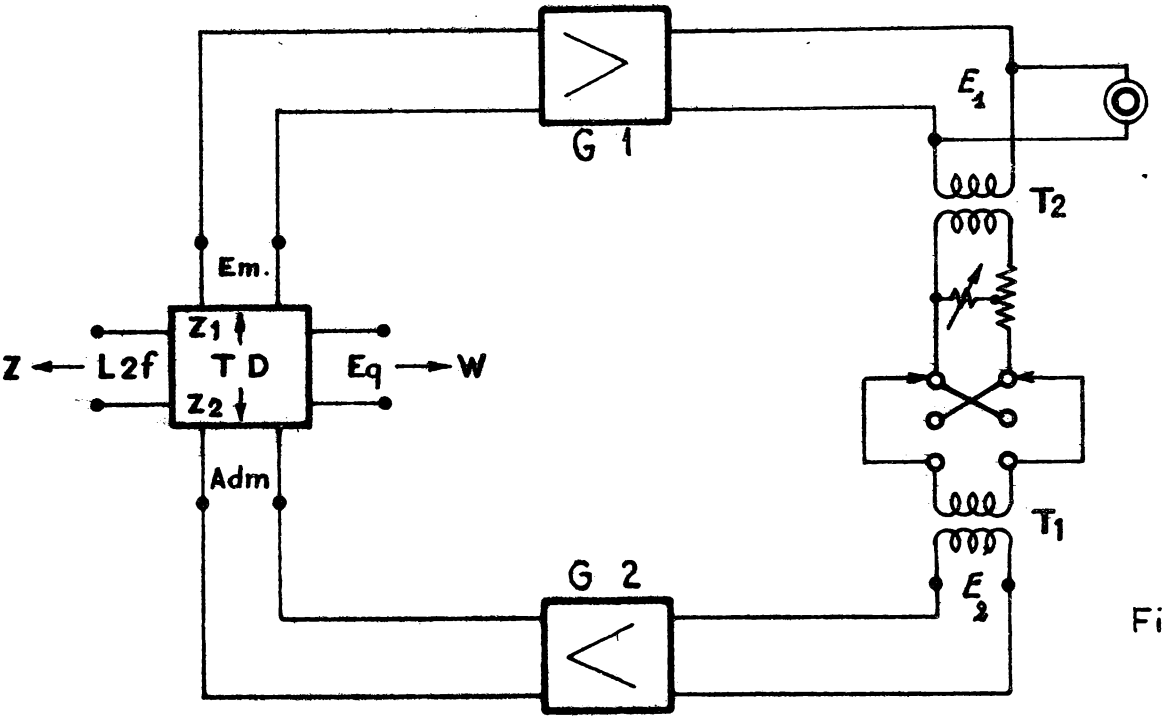


Fig. 26

6.2.2. - MESURE DU POINT D'AMORCAGE

Nous savons que la condition d'entretien d'une oscillation dans le montage constitué se décompose en :

- une condition de phase sur laquelle nous n'insisterons pas.

- une condition d'amplitude (gain nul le long du circuit de réaction).

Soient G_1 et G_2 les gains des amplificateurs à la fréquence de l'oscillation apparue.

Soit B l'affaiblissement composite (600 ohms/600 ohms) mesuré à cette fréquence entre les bornes E_1 et E_2 du vérificateur d'équilibreur.

Désignons enfin par B' l'affaiblissement composite (Z_1 , Z_2) du transformateur différentiel toujours à cette même fréquence.

On a :

$$B + B' = G_1 + G_2$$

Mais l'on a :

$$B' = \mathscr{b} + 0{,}7$$

d'où :

$$\mathscr{b} = (G_1 + G_2) - (0{,}7 + B)$$

La valeur des gains G_1 et G_2 étant supposée connue, cette relation permet de calculer la valeur de l'affaiblissement $\mathscr{b}$ d'après la lecture faite b sur le cadran de l'atténuateur variable du vérificateur.

En effet, l'affaiblissement B se décompose comme suit :

- deux transformateurs = 0,15 néper
- une ligne fixe LA = 0,15 néper
- deux lignes variables de 0 à 6 N = β néper

soit au total de X :

$$B = \beta + 0{,}3$$

Le terme $(B + 0{,}7)$ peut donc s'écrire :

$$B + 0{,}7 = \beta + 1$$

Or, on a gradué les lignes variables de 1 à 7 népers, c'est-à-dire que l'on lit :

$$b = \beta + 1$$
$$= B + 0{,}7$$

On aura donc :

$$\mathscr{b} = \left[G_1 + G_2 \right] - b$$

CHAPITRE XVI

ETUDE DES TERMINEURS

1. ROLE. PRINCIPE GENERAL

Le "termineur" est l'organe d'aiguillage des conversations situé aux deux extrémités d'un circuit à 4 fils, pour réaliser le passage des deux fils venant de l'abonné par l'intermédiaire du bureau central (manuel ou automatique) aux quatre fils du circuit en câble (voir chapitre 10). Il est donc constitué essentiellement par un "transformateur différentiel". Les quatre impédances qui doivent être raccordées à ce transformateur différentiel sont respectivement :

- l'impédance Z_1 de la ligne,

- l'impédance Z_2 de l'équilibreur,

- l'impédance Z_3 d'entrée du circuit 4 fils (en général une entrée d'amplificateur, ou, dans le système à courants porteurs, les bornes d'accès d'un modulateur),

- l'impédance Z_4 de sortie du circuit à 4 fils (toujours la sortie d'un amplificateur).

Ces quatre impédances ont toujours la même valeur commune, soit 800 ohms, soit 600 ohms.

Pour réaliser les conditions d'équilibrage :

$$Z_1 = Z_2 = 2 Z_4 = Z_3 \frac{N^2}{2} = Z$$

il faut employer un transformateur différentiel de rapport d'enroulement $N = \sqrt{2}$ et monter, sur le côté "points milieux", un transformateur adaptateur d'impédances de rapport $n = \frac{\sqrt{2}}{2}$, (dans le sens différentiel vers Z_4). Le schéma de principe le plus général d'un "termineur" sera donc donné par la figure 1.

2. TERMINEUR "ORDINAIRE"

Lorsque le rôle du termineur se borne à la transformation "4 fils - 2 fils" d'un circuit, il porte le nom de "termineur ordinaire".

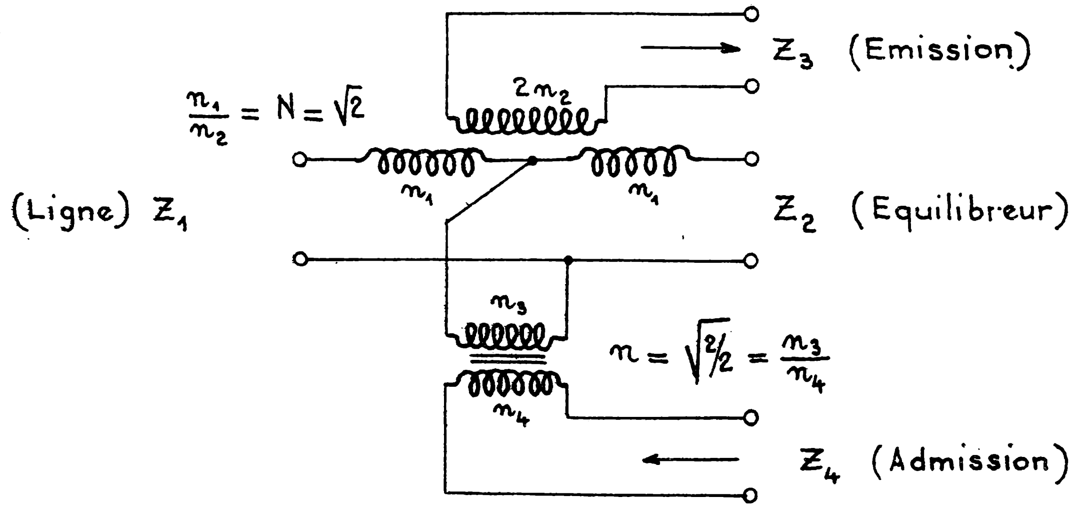


Fig. 1

2.1. AFFAIBLISSEMENT

L'affaiblissement théorique entre bornes adjacentes d'un transformateur différentiel est égal à :

$$\alpha = \frac{1}{2} \operatorname{Log} 2 = 0,35 \text{ néper}$$

Mais en tenant compte des imperfections des transformateurs, cet affaiblissement a en réalité pour valeur :

- 0,50 néper dans les termineurs anciens,

- 0,40 néper dans les termineurs les plus modernes.

Cet affaiblissement est en général insuffisant, surtout dans le sens "ligne ⟶ émission" quand la paire "émission" est connectée à l'entrée d'un amplificateur, le niveau appliqué à la grille du tube risquant d'être trop élevé. On est donc amené à insérer des lignes artificielles en série sur les accès du termineur. Suivant les types des matériels, le nombre, la valeur et la position de ces lignes varient.

2.1.1. - TERMINEURS ANCIENS (1944 ET ANTERIEURS).

Sur ces appareils, on trouve :

- une ligne fixe de 0,50 néper sur la paire "ligne" (reproduite évidemment sur la paire "équilibreur"),

- une autre ligne fixe de 0,50 néper sur la paire "émission". (figure 2).

De la sorte, l'affaiblissement de ces termineurs est de :

- 1,50 népers dans le sens émission (ligne ⟶ émission),

- 1 néper dans le sens réception (admission ⟶ ligne).

2.1.2. - TERMINEURS MODERNES

Parmi les termineurs modernes (matériels 1951 A et L), on trouve encore des termineurs de même conception que les modèles anciens.

Mais, dans le matériel appelé 51 LC, les termineurs ont été modifiés pour tenir compte des impératifs de l'exploitation des circuits, en ce qui concerne l'obtention des niveaux voulus. La ligne fixe de 0,50 néper a été supprimée sur les paires "ligne" et "équilibreur". Par contre, la ligne mise en série sur la paire "émission" est variable et une autre ligne variable a été ajoutée sur la paire "admission". Il est ainsi possible de régler, indépendamment l'un de l'autre, les affaiblissements des sens Emission et Réception, ces affaiblissements étant fonction de l'équivalent à donner au circuit et de l'affaiblissement du prolongement 2 fils (figure 3).

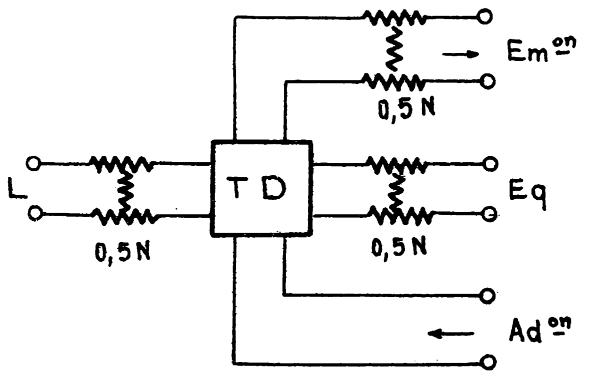


Fig. 2

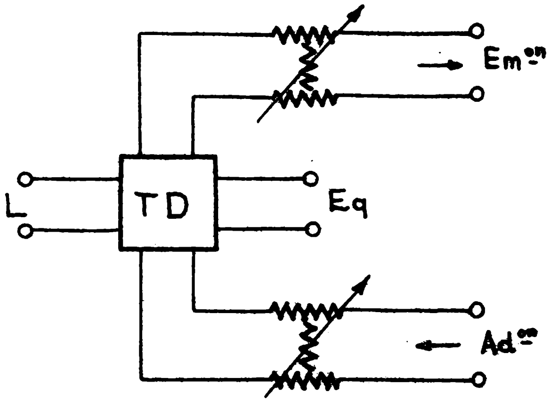


Fig. 3

Dans l'exploitation future des circuits, les niveaux de sortie des amplificateurs terminaux seront tous identiques, l'équivalent d'exploitation du circuit étant déterminé uniquement par l'affaiblissement du sens réception du termineur, ajouté à l'affaiblissement du prolongement à 2 fils vers le bureau terminal.

2.2. LIMITATION DE LA BANDE PASSANTE

Dans les termineurs autres que ceux associés rigidement à une voie de systèmes à courants porteurs sur câbles "Haute Fréquence", on trouve un filtre de bande jouant, pour l'ensemble du circuit à quatre fils, le même rôle que le filtre des répéteurs à deux fils. Ce filtre est placé sur la paire "admission" côté quatre fils. La bande passante est limitée à volonté à 2200, 2600 ou 3400 p/s dans la plupart des modèles de termineurs.

3. TERMINEURS DE "TRANSIT"

Dans les Centres de transit principaux (au nombre de six), il est nécessaire de pouvoir disposer, sur la table interurbaine, des deux sens de transmission du circuit à quatre fils, sans termineur. Le termineur doit alors être muni d'un "dispositif d'aiguillage" commandé par un relais dont le fonctionnement est déterminé, à partir de la table interurbaine, par un fil spécial dit de "déconnexion".

En fonctionnant, ce relais coupe la paire "admission" du termineur aussitôt après la sortie de l'amplificateur, et la renvoie au central interurbain sur une paire spéciale, dite "émission-transit" ; en même temps, pour ne pas déséquilibrer le transformateur différentiel du termineur, il est nécessaire de fermer la paire "admission" (côté termineur) sur l'impédance d'entrée de cette paire (soit 800 ohms, soit 600 ohms). La paire "émission" normale est alors constituée par la ligne à deux fils, sur laquelle reste embroché le termineur proprement dit, qui n'introduit plus alors qu'un affaiblissement supplémentaire.

Le schéma théorique le plus général d'un termineur de Transit est donné par la figure 4 (on a représenté un termineur type 1944).

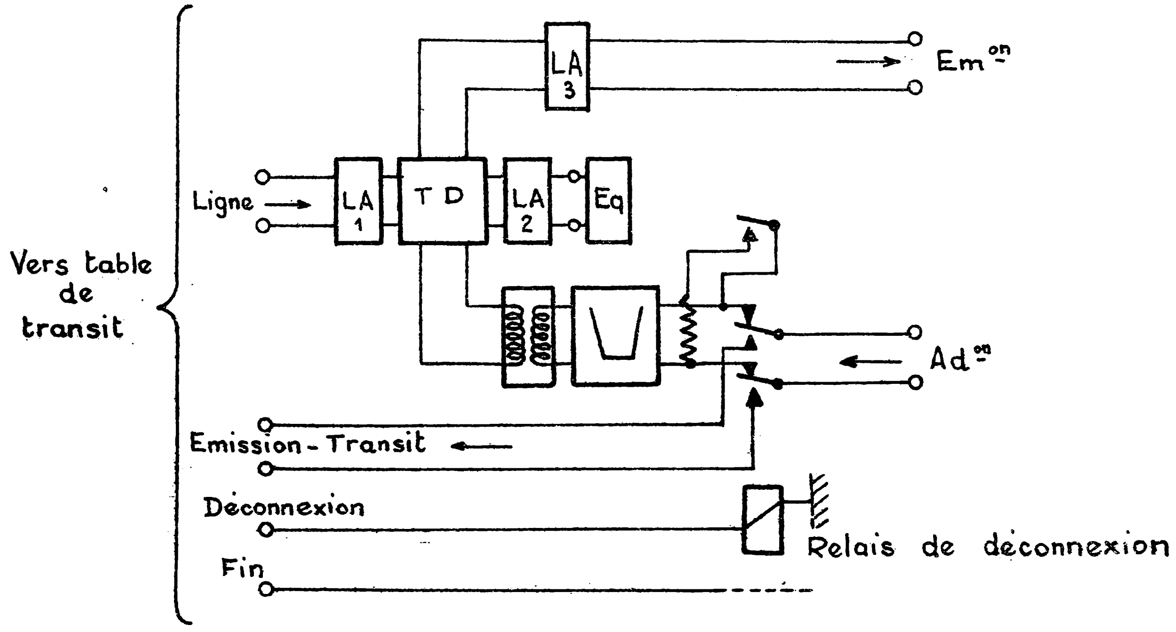


Fig. 4

On renvoie donc vers le bureau, non plus deux fils, mais six fils, car il faut ajouter un fil supplémentaire pour donner aux opératrices de transit la supervision des signaux de fin.

Dans la connexion en quatre fils de deux circuits, on veut que le circuit total ait le même équivalent que chacun des deux circuits composants, c'est-à-dire un équivalent nominal de 0,30 néper.

Dans le cas représenté ici (termineur type 1944), la déconnexion supprime, sur le circuit total, l'affaiblissement du termineur dans le sens "admission-ligne 2 fils", c'est-à-dire un néper. Il faut donc insérer à la jonction, soit en série sur la paire spéciale "émission-transit", soit dans l'équipement du tricorde de la table d'opératrice, une ligne d'affaiblissement théorique de : 1 - 0,3 = 0,7 néper, pour remplir les conditions indiquées.

Les diagrammes de niveaux (voir chapitre 18) des circuits exploités avec "déconnexion" doivent donc être respectés scrupuleusement, afin de profiter pleinement du bénéfice de la connexion en quatre fils.

4. *EQUILIBREURS DE TERMINEURS*

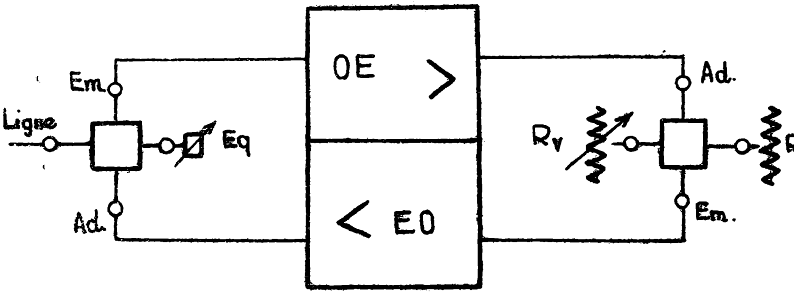


Fig. 5

Lorsqu'un circuit à quatre fils est prolongé par un circuit à deux fils en câble ou en aérien, il est nécessaire de réaliser un équilibreur représentant cette ligne à deux fils, pour le placer sur le côté "équilibreur" du termineur.

Nous avons vu l'avantage qu'il y avait dans le cas d'un circuit à deux fils à utiliser pour la détermination de l'équilibreur et la mesure du point d'amorçage, le répéteur à deux fils lui-même destiné au circuit. Dans les mêmes conditions, il est avantageux, pour la détermination de l'équilibreur du termineur et la mesure de son point d'amorçage, d'utiliser le termineur lui-même avec ses filtres qui limitent la bande des fréquences transmises par le circuit à quatre fils.

On peut alors, au moyen d'un termineur supplémentaire identique et en utilisant les deux sens d'amplification d'un répéteur à quatre fils, constituer un véritable répéteur à deux fils (figure 5) dont la bande des fréquences transmises est précisément la même que celle du circuit à quatre fils. On applique ensuite à ce montage, l'une des méthodes décrites au chapitre 15 (par exemple celle de la résistance variable).

Si l'on ne dispose pas d'un deuxième termineur, on peut constituer un circuit de réaction analogue à celui de l'échomètre en reliant simplement l'entrée et la sortie d'un sens d'amplification d'un répéteur à quatre fils, respectivement aux bornes "émission" et "admission" du termineur (figure 6).

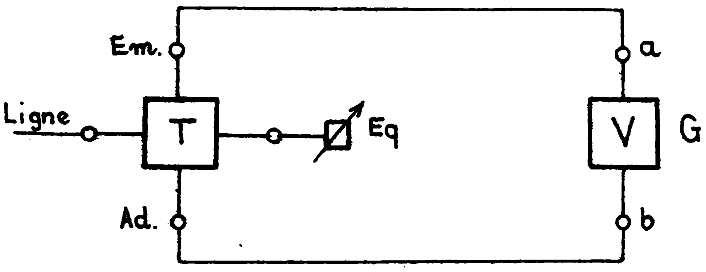


Fig. 6

On fait alors varier le gain G du répéteur (mesuré entre les points a et b), jusqu'à obtenir l'amorçage d'oscillations.

A ce moment, on a :

$$s = G + 0{,}70\,N$$

Dans le cas où le termineur ne comporte pas de filtre, la recherche de l'équilibreur peut devenir très difficile ; dans ce cas, on peut utiliser un répéteur à deux fils pour déterminer l'équilibreur que l'on monte ensuite sur le termineur.

CHAPITRE XVII

ETUDE DES CIRCUITS TELEPHONIQUES

1. *CONDITIONS D'UNE BONNE TRANSMISSION*

1.1. DEFINITION DU CIRCUIT TELEPHONIQUE

Nous appelons "circuit téléphonique" toute liaison bilatérale établie entre deux bureaux, permettant l'échange de communications téléphoniques directes entre ces deux bureaux, sans passer par l'intermédiaire d'un ou plusieurs autres bureaux.

Une telle liaison comprend un ensemble de lignes pupinisées et d'équipements (répéteurs, signaleurs, translateurs,...) connectés en série pour les circuits deux fils et quatre fils de la technique B.F. ou comprend les équipements de voie terminaux d'un système de transmission par courants porteurs sur câble haute fréquence (paires symétriques ou coaxial), les organes généraux de ces systèmes étant commun à un groupe de circuits (12, 60 ou plus).

Dans l'étude que nous ferons des circuits, nous ne comprendrons pas les organes de commutation des bureaux et nous nous limiterons au cas des circuits par câbles ou faisceaux hertziens à l'exclusion des liaisons radiotéléphoniques.

1.2. BANDE DES FREQUENCES A TRANSMETTRE

Tout circuit téléphonique doit assurer, à son extrêmité, la reproduction aussi parfaite que possible, et avec une intensité suffisante, des courants téléphoniques émis à son origine.

Mais l'expérience montre que la reproduction de toutes les fréquences constituant la voix n'est pas indispensable au même degré pour obtenir une communication téléphonique de qualité suffisante. On voit d'ailleurs que les différentes fréquences ne jouent pas le même rôle, les fréquences basses et moyennes fournissant

la plus grande part de l'énergie acoustique, tandis que les fréquences élevées sont les plus importantes au point de vue de la netteté, celle-ci augmentant au fur et à mesure qu'on élargit la bande des fréquences transmises.

En fait, pour obtenir entre abonnés une transmission de qualité commerciale, il suffit d'assurer la reproduction des fréquences comprises dans une bande allant de 300 à 2600 Hz, ou même de 300 à 2400 Hz dans le cas de circuits à deux fils relativement courts. On obtient une transmission d'excellente qualité en utilisant la bande de fréquences allant de 300 à 3400 Hz (imposée dans tous les systèmes à courants porteurs dérivés du système à douze voies). Les premiers circuits sont dits de types anciens, les seconds (bande 300-3400 Hz) de types modernes.

1.3. CONDITIONS IMPOSEES AUX CIRCUITS

Quelle que soit la bande de fréquences dont on ait fait le choix, une bonne reproduction exige des circuits les conditions suivantes :

1°) L'équivalent du circuit à 800 Hz doit être tel que la puissance reçue soit suffisante pour une audition facile.

2°) La distorsion d'affaiblissement doit être suffisamment compensée dans la bande des fréquences utiles pour que les différentes fréquences qui composent le courant microphonique au départ soient reproduites à l'arrivée en conservant suffisamment leurs amplitudes relatives.

3°) Les distorsions de non linéarité doivent être faibles ; autrement dit l'équivalent doit être indépendant de la tension appliquée à l'entrée du circuit, dans des limites suffisantes correspondant aux tensions habituellement fournies par un microphone, (distorsion d'amplitude) et les harmoniques produits doivent être de faible amplitude (distorsion harmonique).

4°) Le circuit doit avoir une stabilité suffisante, c'est-à-dire doit être assez éloigné des conditions d'amorçage, pour toutes les fréquences audibles ou même inaudibles.

5°) Les phénomènes d'écho, qui peuvent se produire du fait des courants de réaction lorsque le temps de propagation sur le circuit devient important, doivent être réduits à une valeur admissible.

6°) Le circuit ne doit pas présenter de distorsion de phase, autrement dit le temps de propagation doit être le même pour toutes les fréquences de la bande utile. Cette distorsion ne prend d'importance, pour les courants téléphoniques dûs à la parole, qu'en relation avec les phénomènes transitoires pour les très longs circuits.

7°) Aucun courant étranger ne doit venir se superposer, à l'extrémité du circuit, au courant utile, ou tout au moins les courants perturbateurs doivent conserver une amplitude suffisamment faible par rapport à celle du courant utile. Suivant leur origine, on distingue parmi les courants perturbateurs :

a) les courants de diaphonie dûs à des courants vocaux sur des circuits voisins
b) les courants de bruits provenant de toutes les autres causes.

2. EQUIVALENT DES CIRCUITS TELEPHONIQUES

L'expérience montre que les fréquences voisines de 800 Hz sont les plus importantes pour la transmission de la parole. Il en résulte que la mesure, à 800 Hz, de l'équivalent de transmission d'un circuit donne déjà une indication approchée et très intéressante sur la manière dont ce circuit est susceptible de transmettre la parole.

2.1. EQUIVALENT DES CIRCUITS A QUATRE FILS

EQUIVALENT NOMINAL.-

a) <u>Circuit de trafic général du réseau intérieur</u>

Ils sont réglés à l'équivalent de 0,30 néper à 800 Hz, quelle que soit la nature des centres de commutation reliés (C.T.P. - C.T.R. - C.T.D. - C.G.).

b) <u>Circuits internationaux</u>

Ils sont réglés à l'équivalent de 0,80 néper à 800 Hz.

c) <u>Circuit de trafic terminal du réseau intérieur</u>

Ils sont réglés à l'équivalent de 1 néper à 800 Hz.

2.2. EQUIVALENT DES CIRCUITS A DEUX FILS

Si l'affaiblissement naturel est inférieur à 7 décinépers le circuit n'est pas amplifié, ou est amplifié avec des répéteurs à "<u>impédance négative</u>".

Si l'affaiblissement naturel est supérieur à 1 néper tous les circuits d'un faisceau doivent être amplifiés. Pour un affaiblissement naturel compris entre 7 et 10 dn, et si le faisceau de circuits est important, certains circuits du faisceau seront amplifiés, d'autres ne le seront pas.

Quand les circuits deux fils seront amplifiés, on les réglera toujours à l'équivalent minimum compatible avec les niveaux, les gains et la stabilité. Quand des circuits deux fils ont des constitutions identiques en câble et sont également munis de répéteurs, ils seront tous réglés de la même façon sans distinction de trafic général et de trafic terminal.

On cherchera à obtenir les équivalents suivants :

circuits à 1 répéteur	0,50 néper
circuits à 2 répéteurs	0,60 néper
circuits à 3 répéteurs	0,70 néper
circuits à plus de 3 répéteurs	1 néper

2.3. EQUIVALENT DES CIRCUITS MIXTES (deux fils - quatre fils)

Un circuit téléphonique interurbain peut être constitué d'une section quatre fils avec un prolongement deux fils à partir du termineur (ou aux deux extrêmités à partir de chaque termineur), ce prolongement deux fils étant constitué par une section pupinisée, amplifiée ou non. On a alors un circuit mixte.

On aura également un circuit mixte dans le cas d'un quatre fils prolongé par un aérien ou par une voie d'un système porteur sur aérien ou encore dans le cas d'un quatre fils prolongé par un autre quatre fils quand l'aboutement des deux sections quatre fils se fait en deux fils, ce dernier cas se présentant par exemple lorsque les deux termineurs ne sont pas déconnectables ou que les appels ne sont pas de même nature dans chaque section quatre fils (et les termineurs d'un type ancien). Les équivalents à 800 c/s à respecter sur les circuits mixtes sont les suivants :

2.3.1. CIRCUIT MIXTE AVEC SECTION DEUX FILS NON AMPLIFIEE

a) l'affaiblissement de la partie deux fils est inférieur à 0,50 néper : équivalent : 0,50 néper (la ligne de 0,50 montée éventuellement sur la partie deux fils du termineur étant conservée).

b) l'affaiblissement de la partie deux fils est compris entre 0,50 et 1 néper : équivalent : 0,50 néper (la ligne de 0,50 sur la partie deux fils du termineur étant supprimée (celle côté équilibreur également).

c) l'affaiblissement de la partie deux fils est supérieur à 1 néper : équivalent : 0,80 néper (la ligne de 0,50 sur la partie deux fils du termineur étant supprimée ainsi que celle côté équilibreur). Ce dernier cas est d'ailleurs assez rare, et ne peut se produire que si d'une part la signalisation est sous forme 500/20 avec un termineur signaleur d'un type ancien et d'autre part la section quatre fils accolée au termineur est du type B.F.

2.3.2. CIRCUIT MIXTE AVEC SECTION DEUX FILS AMPLIFIEE

a) la section deux fils comporte un répéteur (ou le circuit total est constitué de deux sections quatre fils) : équivalent de 0,60 néper.

b) la section deux fils comporte deux répéteurs : équivalent de 0,70 néper

c) autres cas : équivalent de 1 néper.

N.B. - Toutes les valeurs d'équivalent données, s'entendent prises entre extrêmités à deux fils des circuits, c'est-à-dire aux têtes verticales des répartiteurs d'entrée des centraux interurbains. Il y a donc lieu de tenir compte dans ces équivalents, de la valeur de l'affaiblissement α des câbles de jonction "station LGD-Bureau" ($0 < \alpha \leq 3$ dn dans le cas général).

3. DISTORSION D'AFFAIBLISSEMENT

3.1. BANDE DES FREQUENCES EFFECTIVEMENT TRANSMISES

La mesure de l'équivalent à une fréquence quelconque caractérise la manière dont le circuit transmet cette fréquence. Le relevé de la courbe "équivalent/fréquence" permet donc de préciser de quelle manière le circuit étudié transmet les différentes fréquences et reproduit par suite, à l'extrémité, un signal émis à l'origine.

On dit qu'une fréquence est effectivement transmise par un circuit téléphonique lorsque l'équivalent du circuit pour cette fréquence ne dépasse pas de plus de 1 néper l'équivalent pour la fréquence 800 Hz.

3.2. DETERMINATION DE LA COURBE "EQUIVALENT/FREQUENCE"

La forme la plus convenable à donner à la courbe équivalent-fréquence est alors déterminée par la condition ci-dessus et dépend encore de divers phénomènes tels que la distorsion par réaction et la distorsion de phase. En effet, plus la bande transmise est étendue, plus il y a lieu de craindre la distorsion par réaction et notamment aux fréquences élevées pour lesquelles il est difficile de réaliser des équilibrages satisfaisants. D'autre part la distorsion de phase a pour effet de superposer aux courants de conversation, au moment de l'attaque des mots, des fréquences élevées qui diminuent la qualité de la communication. De ces deux points de vue, il y a donc intérêt à augmenter progressivement l'équivalent du circuit au fur et à mesure que la fréquence augmente.

Enfin, l'efficacité des microphones et des récepteurs téléphoniques décroît, tant vers les hautes que vers les basses fréquences, ce qui rend inutile de chercher à conserver au circuit un équivalent constant dans toute la bande des fréquences utiles.

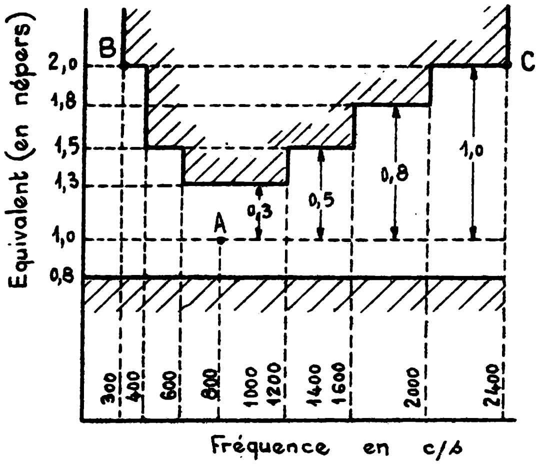
De nombreuses expériences ont permis de déterminer l'influence de ces divers phénomènes perturbateurs sur la qualité des communications. C'est à partir de ces résultats qu'on a été conduit à préciser les limites admissibles pour les variations de l'équivalent en fonction de la fréquence : elles sont fixées par le C.C.I.T. sous forme de graphiques en échelle, limitant la région du plan dans laquelle doit se trouver la courbe d'équivalent-fréquence pour obtenir sûrement un réglage correct des circuits. Les limites sont plus resserrées pour les circuits à quatre fils que pour les circuits à deux fils.

3.2.1. CIRCUITS DE TYPES ANCIENS

Les figures 1 et 2 donnent les limites admises par le C.C.I.T. pour les variations de l'équivalent en fonction de la fréquence dans le cas, respectivement, d'un circuit à deux fils et d'un circuit à quatre fils de la technique "Basse Fréquence", en service terminal, dont les bandes de fréquences effectivement transmises sont 300/2400 à 300/2600 Hz.

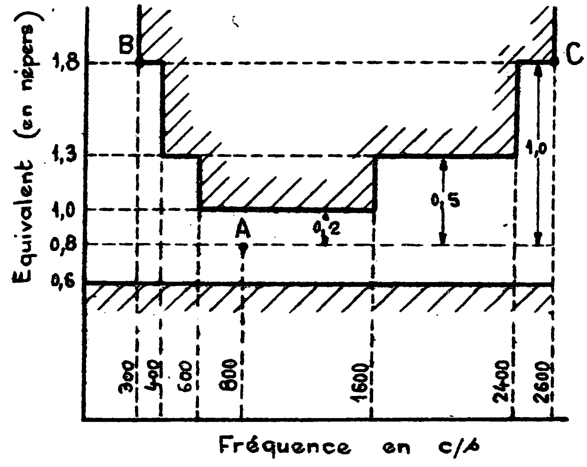
La courbe équivalent fréquence doit se trouver dans la zone non hachurée, en ayant une forme de U et en passant le plus près possible des points B et C, le point A fixant l'équivalent à 800 Hz.

Il y a d'ailleurs intérêt à régler les circuits de telle sorte que l'équivalent dans la bande des fréquences transmises ne soit pas inférieur à l'équivalent à 800 Hz de plus de 0,1 néper pour aucune fréquence ; ceci afin de réduire les risques d'amorçage d'oscillations et de perturbations dûes aux courants d'écho.



Distorsion d'affaiblissement d'un circuit à 2 fils

Fig. 1



Distorsion d'affaiblissement d'un circuit à 4 fils

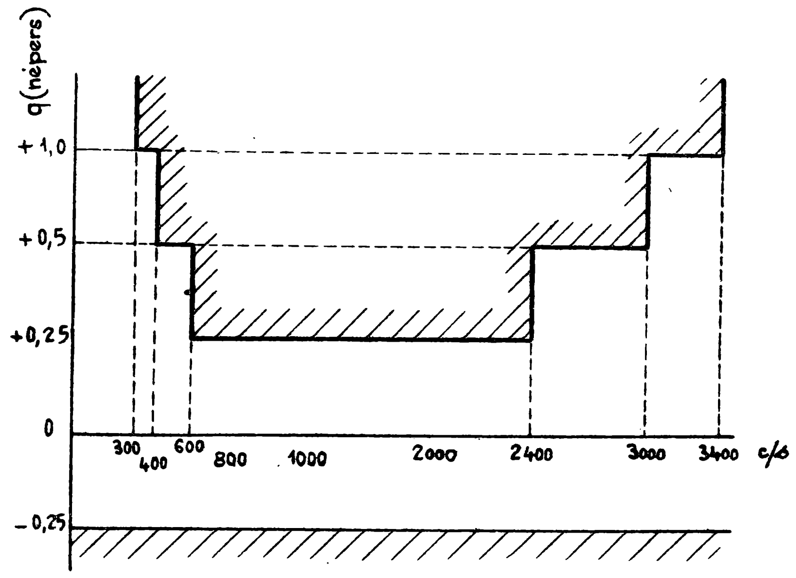
Fig. 2

3.2.2. CIRCUITS DE TYPE MODERNE

Pour tous les circuits de type moderne, établis au moyen de systèmes de transmission par courants porteurs à grand nombre de voies sur câble haute fréquence (paires symétriques ou câble coaxial) la bande des fréquences effectivement transmises s'étend de 300 à 3400 Hz.

Sur certains systèmes modernes (16 voies) utilisés sur les câbles sous-marins transatlantiques et transméditerranéens, la bande transmise s'étend de 200 à 3.050 Hz, ceci afin d'accroître la capacité de transmission de ces câbles.

La figure 3 indique les limites admissibles pour la variation de l'équivalent, en service terminal, en fonction de la fréquence, par rapport à l'équivalent à 800 Hz d'un circuit du type 300/3400 Hz.



Distorsion d'affaiblissement d'un circuit de type moderne transmettant la bande 300-3400 c/s

Fig. 3

Les limites peuvent certainement être encore resserrées. En fait la distorsion d'affaiblissement du câble étant compensée par égalisation pour l'ensemble de la bande transmise sur le câble, la bande des fréquences utilisées pour chaque voie et la distorsion d'affaiblissement pour cette voie sont déterminées pratiquement par les filtres de bande vocale propres à chaque voie aux deux extrêmités du circuit (avant et après modulation).

4. *DISTORSION NON LINEAIRE*

4.1. EFFET DE LA DISTORSION NON LINEAIRE

La qualité des communications est diminuée si le circuit présente de la distorsion non linéaire. Nous avons déjà signalé (voir chapitre III) les perturbations introduites par cette distorsion :

a) modification du timbre des sons, par création d'harmoniques

b) diaphonie entre voies dans les systèmes à voies multiples

4.2. REDUCTION DE LA DISTORSION NON LINEAIRE

Dans un circuit téléphonique, la distorsion non linéaire (indépendamment de celle qui peut être due au microphone) peut se produire par suite de la saturation soit des amplificateurs, soit des noyaux de fer des transformateurs ou des bobines Pupins. On réduira donc la distorsion en évitant la surcharge de ces organes.

Nous avons déjà indiqué (cf.Chapitre III) les différents procédés de montage utilisés pour réduire la distorsion non linéaire dans les amplificateurs. Mais, en outre, comme cette distorsion ne dépend pratiquement que de la puissance de sortie des répéteurs, le réglage des circuits devra se faire de telle sorte que, dans tous les cas, la puissance débitée à la sortie d'un répéteur reste inférieure à la puissance maxima qu'il peut fournir sans distorsion. Cela conduit donc à limiter le niveau de puissance à la sortie des répéteurs.

4.2.1. LIMITE IMPOSEE AUX NIVEAUX

4.2.1.1. LIMITE SUPERIEURE

a) Circuits à quatre fils (technique B.F.)

La puissance maxima que peut fournir un tube est donnée par :

$$P_{max} = \frac{V_{p_0}^2}{50\rho} \text{ watts} \# 50 \text{ mW}$$ pour les tubes classiques

On admet que, pendant une conversation normale, un microphone connecté à l'origine d'un circuit (donc au point de niveau relatif 0) débite une puissance dont les pointes ne dépassent pas $P_0 = 6$ mW . Il faut donc que quand le circuit reçoit à son origine la puissance de sortie des répéteurs ne dépasse pas 50 mW.

Le niveau relatif maximum admissible à la sortie des répéteurs est donc :

$$N_{p\,max} = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \frac{P_{max}}{P_0} = \frac{1}{2} \operatorname{Log} \frac{50}{6} = +1{,}06 \text{ néper}$$

C'est également la valeur du niveau absolu de puissance maximum quand on alimente le circuit, non plus avec le microphone mais avec le générateur normal.

Pratiquement on s'impose la valeur de + 1,1 néper comme limite supérieure du niveau absolu de puissance à la sortie d'un répéteur à quatre fils quelconque, d'un circuit alimenté à l'origine par un générateur normal.

Cette limite ne doit être dépassée pour aucune des fréquences de la bande transmise : on est alors certain qu'il n'y aura aucune distorsion de non linéarité apportée par les amplificateurs.

b) Circuits à deux fils

Le cas des circuits à deux fils se déduit de celui des circuits à quatre fils à fréquences vocales, en tenant compte de l'affaiblissement du transformateur différentiel dont la valeur est voisine de 0,5 néper.

On peut donc admettre, les tubes utilisés étant de même type, une valeur du niveau relatif maximum de puissance à la sortie égale à celle admise pour les circuits à quatre fils diminuée de la valeur de cet affaiblissement.

On aura donc :

$$N_p(max) = +1{,}10 - 0{,}50 = +0{,}60 \text{ néper}$$

c) Circuits sur systèmes par courants porteurs sur câbles HF

1°) Systèmes sur paires symétriques

La valeur nominale du niveau de puissance à la sortie d'un amplificateur de ligne est fixée aux valeurs ci-dessus, pour les fréquences de la bande transmise en ligne :

+ 0,50 néper pour les systèmes à 1, 2 ou 3 groupes 12 voies

+ 0,20 néper pour les systèmes à 4 ou 5 groupes 12 voies

2°) Systèmes sur paires coaxiales

La valeur nominale du niveau relatif de puissance à la sortie d'un amplificateur de ligne est fixée à -1,3 néper pour chaque voie.

4.2.1.2. LIMITATION INFERIEURE

C'est évidemment à l'entrée des répéteurs que se rencontrent les niveaux de puissance les plus bas. Ces niveaux ne doivent jamais descendre à une valeur suffisamment faible pour que la propagation des courants utiles (courants de conversation) risque d'être perturbée par les bruits de toutes natures induits sur le circuit, ou sur la voie, considérés par les autres circuits ou voies du système ou par les perturbations d'origine extérieure.

La valeur minimum du niveau relatif de puissance admissible à l'entrée d'un répéteur dépend de la mesure dans laquelle on peut réduire les tensions de bruits grâce aux divers moyens de protection pris dans la construction des circuits.

4.3. DIAGRAMME DES NIVEAUX

Si l'on veut préciser l'état électrique d'un circuit en ses différents points et la manière dont se comportent dans la transmission ses différentes parties, il faut faire intervenir les niveaux de puissance ou de tension le long du circuit et dans les équipements terminaux. Ceci est représenté par ce que l'on appelle un "diagramme des niveaux".

4.3.1. CAS DES CIRCUITS A FREQUENCES VOCALES (B.F.)

On convient de représenter le niveau absolu de puissance et le niveau absolu de tension ou dénivellement en chacun des points du circuit, lorsqu'on applique à l'une des extrémités, choisie comme origine, le générateur normal (d'impédance interne 600 ohms et débitant une puissance de 1 mW dans une résistance de 600 ohms).

Les diagrammes des niveaux sont généralement établis pour la fréquence de 800 p:s. Il est évident que, dans le cas d'un circuit muni de répéteurs, les points où il est intéressant de connaître ces niveaux, sont les entrées et les sorties des répéteurs ; ce sont en effet les seuls points où ces quantités sont accessibles à la mesure.

Le diagramme des niveaux est donc tracé en portant en abscisses des longueurs proportionnelles à la distance du point considéré à l'origine, et en ordonnées les valeurs des niveaux de puissance ou de tension en ce point. Il exprime alors une relation entre les affaiblissements des sections de câble (translateurs compris), les gains des répéteurs et les niveaux (de puissance et de tension) à l'entrée et à la sortie des répéteurs.

En pratique, on renonce à porter en abscisses des longueurs proportionnelles aux distances et on représente conventionnellement les stations par des traits parallèles à l'axe des niveaux et régulièrement espacés.

4.3.2. CAS DES CIRCUITS SUR SYSTEMES A COURANTS PORTEURS

On représente, dans ce cas, en chaque point du diagramme "fonctionnel" des équipements les valeurs des niveaux de puissance et de tension lorsqu'on applique sur l'origine, sur une voie, le générateur normal à 800 Hz. De plus on représente, pour chaque "section élémentaire d'amplification" (tronçon de câble de longueur fixe plus répéteur) le diagramme classique des niveaux valable pour toutes les fréquences de la bande transmise (voir chapitre XXIX).

5. *LA STABILITE DES CIRCUITS*

5.1. GENERALITES

Tout quadripôle actif (comportant des amplificateurs) est susceptible de donner lieu à amorçage d'oscillations, dans certaines conditions, qui se traduisent mathématiquement par une relation de phase et une relation d'amplitude dans un chemin de réaction.

On dit qu'un circuit est stable, dans certaines conditions de terminaison, et pour un réglage donné, si, lorsqu'on applique à l'origine du circuit une petite perturbation de durée limitée, l'effet qu'elle produit sur le circuit disparaît de lui-même. Cette définition est conforme au sens que l'on donne habituellement en mécanique à la stabilité d'un système.

L'instabilité d'un circuit téléphonique correspond donc au cas où l'effet d'une petite perturbation ne disparaît pas de lui-même. Elle se manifeste par l'amorçage d'oscillations atteignant un régime permanent. Cet amorçage est provoqué, comme nous l'avons vu, par l'existence de courants de retour, dus au fait que tout circuit téléphonique muni de répéteurs amplifiant les deux sens de conversation, contient normalement au moins un chemin de réaction.

L'amorçage d'oscillations rend évidemment le circuit inutilisable. Mais avant même que cet amorçage se produise, des perturbations se manifestent, qui réduisent la qualité de la communication ; ces perturbations que nous étudierons plus loin, sous le nom de distorsion par réaction sont d'autant plus marquées que le circuit se trouve plus près de l'amorçage.

5.2. DEFINITION ET MESURE DE LA STABILITE

On prend donc pour mesure de la stabilité d'un circuit, l'écart qui existe entre le réglage normal de ce circuit, conforme au diagramme des niveaux, et le réglage correspondant à l'amorçage.

D'une manière plus précise, la stabilité σ d'un circuit téléphonique est donnée par la formule :

$$\sigma = q - \frac{q_1 + q_2}{2} \qquad (1)$$

q étant la moyenne des équivalents nominaux du circuit relatifs à chacun des deux sens de transmission, lorsque le circuit est dans les conditions normales d'exploitation (ces deux équivalents sont, ainsi que nous l'avons vu au chapitre précédent, rendus aussi identiques que possible) et q_1 et q_2 étant les <u>équivalents d'amorçage</u> mesurés pour chacun des deux sens de transmission respectivement, dans les conditions suivantes :

- dans le cas d'un circuit à deux fils, on provoque tout d'abord un début de sifflement (amorçage d'oscillations), en augmentant plot à plot et simultanément pour les deux sens de transmission, les gains d'un ou de plusieurs répéteurs (de préférence ceux qui se trouvent au milieu du circuit et sont, comme nous le verrons, dans les conditions les plus défavorables au point de vue de l'amorçage). Cela fait, sans toucher au réglage des répéteurs auquel on a été ainsi conduit, on supprime la transmission dans le deuxième sens, et on mesure l'équivalent à 800 c/s du circuit, pour le premier sens de transmission : c'est l'équivalent q_1, d'amorçage précité ; ensuite on supprime la transmission dans le premier sens, et on mesure l'équivalent à 800 c/s du circuit pour le deuxième sens de transmission : c'est l'équivalent d'amorçage q_2.
- dans le cas d'un circuit à quatre fils, on enlève tout d'abord le ou les suppresseurs d'écho s'il y en a (nous étudierons ces organes plus loin), et on procède comme dans le cas d'un circuit à deux fils, mais on peut agir sur les gains de n'importe quel répéteur.

REMARQUES.-

1°) <u>Condition de terminaison</u> : la stabilité ainsi définie dépend évidemment des impédances sur lesquelles les extrêmités du circuit sont terminées pendant l'essai d'amorçage. Afin d'opérer dans des conditions bien déterminées, toujours les mêmes, on la mesure le plus souvent dans les conditions les plus défavorables, les extrêmités du circuit étant successivement ouvertes, puis court-circuitées (ce qui change les conditions de phase).

2°) <u>Marge d'amorçage</u> : on utilise en pratique très fréquemment la notion de marge d'amorçage. Elle est définie par le C.C.I.T. comme la somme des gains supplémentaires maximum pour les deux sens de transmission, que l'on peut encore ajouter à celui des répéteurs qui se trouve dans les conditions les plus défavorables au point de vue de l'amorçage des oscillations (ou à plusieurs répéteurs si nécessaire), sans qu'il commence à se produire des oscillations entretenues ou intermittentes, toutes autres conditions (impédances terminales, valeur initiale de l'équivalent du circuit, etc...) étant bien spécifiées.

Cette marge d'amorçage, qui est à peu près le double de la stabilité, donne lieu à une mesure plus simple que la stabilité puisque, après avoir utilisé les connexions "ouvert" ou "court-circuit" aux deux extrêmités du circuit, préalablement réglé à son équivalent nominal dans les deux sens, les répéteurs ayant donc leurs gains normaux d'exploitation, il suffit d'augmenter le gain des deux sens de transmission d'un ou plusieurs répéteurs, jusqu'à produire le commencement de sifflement du circuit ; on mesure alors ces gains d'amorçage et la marge d'amorçage est égale à la somme des gains d'amorçage, diminuée de la somme des gains normaux, pour les répéteurs sur lesquels on a opéré. On ne procède donc qu'à des mesures de gain.

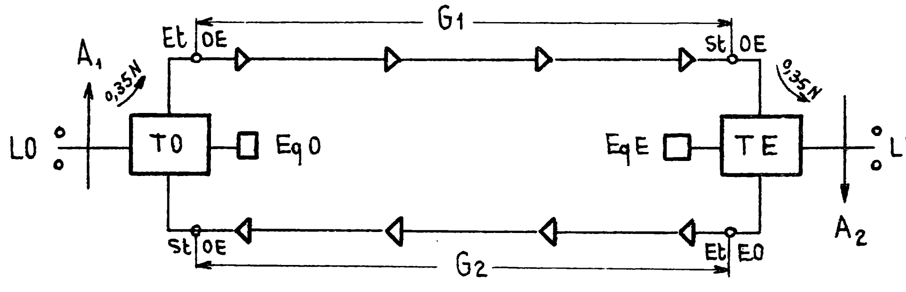
3°) <u>Valeurs admissibles</u> : pour qu'un circuit soit utilisable, le C.C.I.T. admet que sa stabilité doit être au moins de 0,2 néper et par conséquent sa marge d'amorçage de 0,4 néper, quand les extrêmités sont isolées.

4°) Il est évident que la constatation du commencement de sifflement du circuit doit se faire avec un système d'écoute qui n'introduise ni perturbation, ni affaiblissement supplémentaire sur le circuit, donc avec un système à haute impédance d'entrée.

5.3. CALCUL DE LA STABILITE D'UN CIRCUIT A QUATRE FILS

Le circuit à quatre fils ne comprend qu'un seul chemin de réaction (s'il n'a pas de défaut créant des couplages intermédiaires entre les deux sens de transmission), et seuls les courants réfléchis aux deux termineurs d'extrêmité peuvent donner lieu à des courants de retour.

Un circuit à quatre fils se comporte donc, au point de vue de la stabilité, comme un répéteur à deux fils pris isolément. Il est alors facile d'établir la relation existant entre l'équivalent nominal et la stabilité.



Stabilité d'un circuit à 4 fils

Fig. 4

Considérons le cas où les deux extrêmités sont ouvertes (ou court-circuitées) : au moment de l'amorçage des oscillations, l'affaiblissement total du circuit de réaction doit être nul (condition d'amplitude).

Appelons alors G_1 et G_2 les gains de chacun des deux sens de transmission, mesurés entre l'entrée du premier répéteur et la sortie du dernier (figure 4).

Sur un circuit de la technique B.F. (à fréquences vocales) ces gains sont égaux à la somme des gains des différents répéteurs diminuée de la somme des affaiblissements des tronçons de câble.

Sur un circuit appartenant à un système de transmission par courants porteurs sur câble H.F., ces gains représentent la différence des niveaux portés sur les diagrammes, entre le niveau à la sortie du termineur de la voie (côté émission) et le niveau à l'entrée du termineur de la voie (côté réception). Appelons A_1 et A_2 les affaiblissements entre accès opposés des deux termineurs (supposés réduits à deux transformateurs différentiels parfaits). On aura donc, à l'amorçage des oscillations, la relation suivante exprimant la condition d'amplitude ; (on suppose qu'il existe au moins <u>une</u> fréquence de la bande transmise pour laquelle la condition de phase est satisfaite).

$$G_1 + G_2 = A_1 + A_2 \qquad (2)$$

mais nous avons :

$$A = b + 0,70$$

Soit, dans les conditions de terminaison indiquées :

$$A_1 = A_2 = 0,70 \text{ néper}$$

ce qui donne :

$$G_1 + G_2 = 2 \times 0,70 \qquad (3)$$

D'autre part l'équivalent entre les deux extrêmités L_0 et L_E du circuit, pour un sens de transmission, est égal à la somme des affaiblissements rencontrés, diminuée de la somme des gains. Ce qui donne ici (les affaiblissements étant ceux mesurés entre voies adjacentes de transformateurs différentiels) pour les équivalents, au moment de l'amorçage.

$$\left.\begin{aligned} q_1 &= 0,70 - G_1 \\ q_2 &= 0,70 - G_2 \end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

La stabilité étant définie par la relation (1), il résulte des relations (3) et (4) que :

$$\sigma = q - \frac{q_1 + q_2}{2} = q - \frac{(2 \times 0,70) - (G_1 + G_2)}{2} = q \qquad (5)$$

Par conséquent, la stabilité d'un circuit à quatre fils dont les deux extrêmités sont ouvertes (ou court-circuitées) est mesurée en népers par le même nombre que l'équivalent nominal du circuit.

Remarquons que si les deux sens de transmission sont absolument identiques et si l'amorçage a été obtenu en augmentant les gains de la même quantité sur les deux sens, la relation (3) nous donne pour les gains d'amorçage $G_1 = G_2 = 0,70$ et les relations (4) pour les équivalents d'amorçage : $q_1 = q_2 = 0$; donc au moment de l'amorçage, l'équivalent du circuit à quatre fils est, dans ces conditions, nul.

Le résultat exprimé par la relation (5) est tout à fait général, quelle que soit la constitution du circuit à quatre fils et quelle que soit sa longueur.

Il est encore valable tant qu'on peut négliger tous les courants de réaction devant les courants réfléchis aux extrêmités. L'expérience le confirme parfaitement et on trouve en pratique pour les circuits à quatre fils, quand leurs extrêmités sont ouvertes (ou court-circuitées) des stabilités égales à l'équivalent à moins de 0,1 néper près. En toute rigueur, l'équivalent en question doit être mesuré à la fréquence d'amorçage ; on voit donc l'importance d'un réglage correct de la courbe d'équivalent-fréquence.

Si donc la valeur trouvée pour la stabilité au cours d'une mesure, est inférieure à $q - 0,1$ néper, c'est que le circuit présente d'autres chemins de réaction que ceux des extrêmités, et ne particulier des couplages entre sens de transmission dans les répéteurs, défauts qui doivent être relevés.

REMARQUES.-

1°) Si le circuit comporte des lignes artificielles sur la partie à deux fils (figure 5), la stabilité n'est pas modifiée par leur présence, à condition de les inclure dans la mesure de l'équivalent et dans celle de la stabilité.

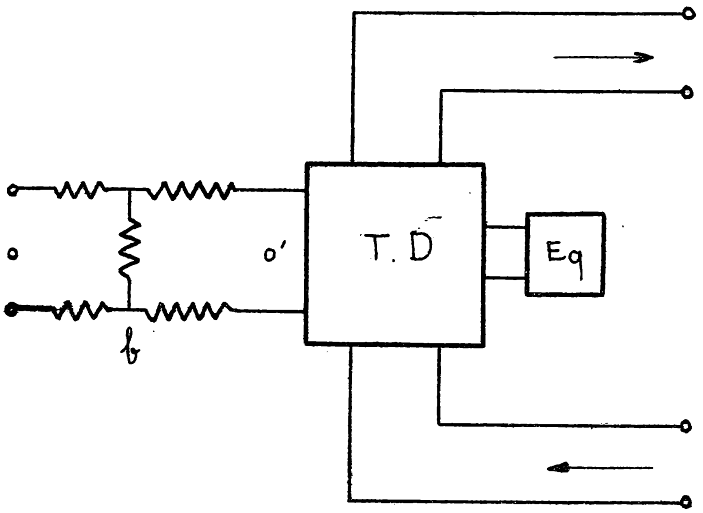


Fig. 5

En effet, le coefficient de réflexion ρ' en $0'$ est égal à $\rho' = \rho e^{-2b}$, ρ étant le coefficient de réflexion en 0, qui est ici égal à 1 quand la ligne est ouverte ou court-circuitée. L'affaiblissement du termineur, entre voies opposées, quand les bornes lignes sont ouvertes passe donc de la valeur :

$$B = 0,70 + \text{Log}\left|\frac{1}{\rho}\right| = 0,70$$

sans ligne d'affaiblissement à la valeur :

$$B' = 0,70 + \text{Log}\left|\frac{1}{\rho'}\right| = 0,70 + 2b$$

quand la ligne b est introduite.

Mais pour conserver le <u>même équivalent au circuit</u> dans les deux cas, les gains G_1 et G_2 doivent être augmentés chacun, quand la ligne existe, d'une valeur b. Par conséquent dans la relation (2) la somme $A_1 + A_2$ est bien augmentée de $2b$, mais il en est de même de la somme $G_1 + G_2$. La stabilité n'est donc pas améliorée, bien que le point d'amorçage de l'équilibreur du termineur soit augmenté de $2b$. Au contraire, si, par suite des imperfections du transformateur différentiel, l'affaiblissement entre impédances opposées du termineur parfaitement équilibré n'est pas suffisamment grand, l'augmentation de $(A_1 + A_2)$ est inférieure à l'augmentation de $(G_1 + G_2)$ et la stabilité est diminuée.

2°) Lorsque les deux extrêmités du circuit sont terminées sur des impédances dont les affaiblissements d'équilibrage (par rapport aux équilibreurs des termineurs correspondants), sont respectivement S_1 et S_2, les affaiblissements A_1 et A_2 deviennent égaux à $0,70 + S_1$ et $0,70 + S_2$, la somme $A_1 + A_2$ étant toujours égale à $G_1 + G_2$.

Par suite, la stabilité σ est augmentée de la quantité $\frac{S_1 + S_2}{2}$ par rapport à la valeur de la stabilité mesurée lorsque les extrêmités sont en court-circuit ou à circuit ouvert.

En particulier quand on termine le circuit sur 800 ou 600 ohms aux deux extrêmités on doit trouver une stabilité supérieure de plusieurs népers à l'équivalent.

3°) Il résulte de la formule (5) que la stabilité étant indépendante de la constitution du circuit, ce n'est en aucun cas la stabilité qui limite la portée des circuits à quatre fils.

5.4. STABILITE DES CIRCUITS A DEUX FILS

5.4.1. GENERALITES

L'insertion de répéteurs à deux fils sur un circuit entraîne, comme nous l'avons vu, la nécessité de réaliser l'équilibrage de la ligne aussi parfaitement que possible, aux points où les répéteurs sont insérés.

Si donc les lignes étaient parfaitement équilibrées, un circuit à deux fils ne comporterait, comme un circuit à quatre fils, qu'un seul chemin de réaction. Si on suppose en outre que l'impédance d'entrée des répéteurs est exactement adaptée à celle de la ligne, les seuls courants réfléchis le seraient aux extrêmités. A équivalent égal, la stabilité d'un circuit à deux fils serait donc égale à celle du circuit à quatre fils.

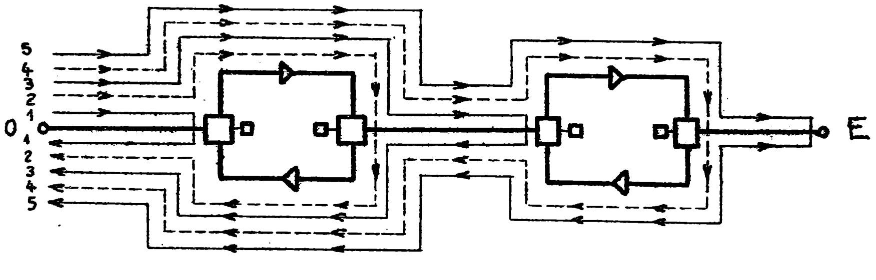


Fig. 6

Mais en pratique les irrégularités d'impédance des lignes ne permettent pas de réaliser un équilibrage parfait, et l'impédance des répéteurs n'est jamais exactement adaptée à celle de la ligne. Il en résulte de nouveaux courants réfléchis (sur les irrégularités des lignes et sur les entrées des répéteurs, courants qui ne sont pas à considérer dans les circuits à quatre fils, puisqu'ils se propagent en sens inverse des sens possibles de transmission) et de nouveaux chemins de réaction (figure 6). Par suite, la stabilité du circuit à deux fils est plus faible que celle de celui à quatre fils ; l'abaissement de stabilité est d'autant plus grand que le nombre de répéteurs est plus grand, et dépend aussi de l'affaiblissement des sections d'amplification et des impédances d'entrée des répéteurs.

5.4.2. CALCUL DE LA STABILITE D'UN CIRCUIT A DEUX FILS AVEC UN SEUL REPETEUR

Nous étudierons ici le cas simple d'un circuit à deux fils comprenant un seul répéteur situé entre deux tronçons de câble (figure 7).

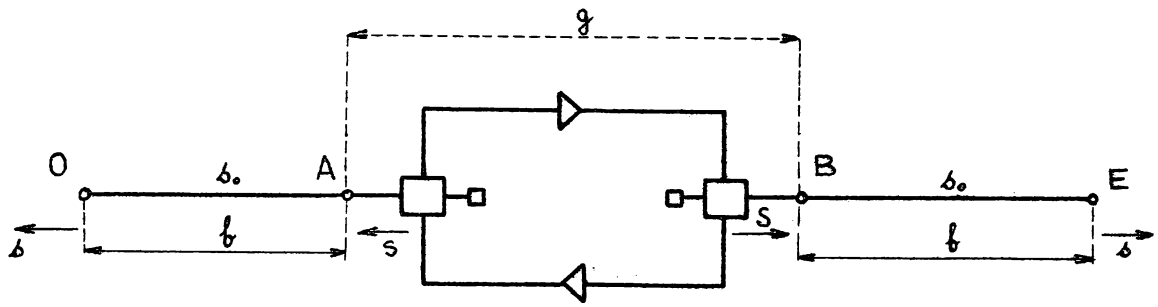


Fig. 7

Supposons le circuit parfaitement symétrique de part et d'autre du répéteur; les deux sections de câble ont le même affaiblissement b , possèdent le même affaiblissement de régularité s_0 et sont terminées en 0 et en E sur deux impédances correspondant à un affaiblissement d'adaptation s .

Pour un équivalent de service q , le répéteur a , dans les deux sens de transmission un gain g tel que :

$$q = 2b - g$$

En appelant q_a et g_a le gain et l'équivalent au moment de l'amorçage des oscillations, la stabilité σ est définie par :

$$\sigma = q - q_a = q - \left[2b - g_a\right]$$

d'où une première expression du gain d'amorçage :

$$g_a = 2b - q + \sigma \qquad (6)$$

Mais au moment de l'amorçage, le gain du répéteur est égal à l'affaiblissement d'équilibrage S mesuré en A vers O (ou en B vers E) puisque ces deux affaiblissements sont égaux (le circuit étant symétrique), ainsi que nous l'avons vu, dans la théorie du répéteur à deux fils :

Donc
$$g_a = S \qquad (7)$$

Calculons S : par définition des affaiblissements d'équilibrage (ou d'adaptation) e^{-S} représente le rapport du courant réfléchi I_r revenant en A au courant incident I émis par le répéteur dans la ligne AO. Or le courant réfléchi total se compose :

a) des courants réfléchis sur les irrégularités réparties le long de la ligne et dont l'intensité résultante est, d'après la définition de l'affaiblissement de régularité :

$$I \cdot e^{-s_0}$$

b) du courant produit par la réflexion à l'extrémité O, par suite de la désadaptation et dont l'intensité est :

$$I \cdot e^{-[2b+s]}$$

Plaçons-nous dans le cas le plus défavorable où les phases (inconnues) de ces courants s'ajoutent, nous aurons :

$$e^{-S} = e^{-s_0} + e^{-[2b+s]} \qquad (8)$$

ce qui donne, d'après la relation (7), une deuxième expression du gain d'amorçage

$$-S = -g_a = \mathrm{Log}\left[e^{-s_0} + e^{-[2b+s]}\right]$$

$$= \mathrm{Log}\left[e^{-[2b+s]}\left(1 + \frac{e^{-s_0}}{e^{-[2b+s]}}\right)\right]$$

$$-g_a = -[2b+s] + \mathrm{Log}\left[1 + e^{[2b+s-s_0]}\right]$$

d'où

$$g_a = 2b + s - \mathrm{Log}\left[1 + e^{(2b+s-s_0)}\right] \qquad (9)$$

En égalant les deux valeurs de g_a donnée par (9) et (6) on en tire la valeur de la stabilité σ :

$$\sigma = q + s - \mathrm{Log}\left[1 + e^{(2b+s-s_0)}\right] \qquad (10)$$

CONCLUSIONS.-

1°) Si s_0 est très grand devant $(2b + s)$, c'est-à-dire si le câble ne présente pas d'irrégularités, on a sensiblement

$$\sigma \# q + s$$

La stabilité est alors la même que celle d'un circuit à quatre fils de même équivalent.

2°) Mais si s_0 n'est plus très grand devant $(2b + s)$, la stabilité est diminuée d'une quantité qui dépend de la constitution de la ligne : affaiblissement et régularité.

Si (extrêmités ouvertes ou en court-circuit), il reste :

$$\sigma = q - \mathrm{Log}\left[1 + e^{[2b - s_0]} \right]$$

Le second terme représente l'abaissement de la stabilité, par rapport à un circuit à quatre fils, par suite des irrégularités de la ligne.

5.4.3. <u>STABILITE D'UN CIRCUIT A DEUX FILS COMPORTANT PLUSIEURS REPETEURS</u>

Dans le cas d'un circuit à deux fils comportant plusieurs répéteurs, on pourrait calculer de la même manière l'abaissement de la stabilité dû aux irrégularités d'impédance de la ligne et aux défauts d'adaptation de l'impédance des répéteurs à celle des lignes. Outre que ce calcul présente une complexité certaine, nous savons que ce type de circuit à deux fils tend à disparaître. Il nous suffira de savoir que plus un circuit comporte de répéteur, plus le gain maximum possible de chaque répéteur diminue, le répéteur le plus défavorisé étant le (ou les) répéteurs médians.

Ce gain peut se trouver insuffisant pour compenser l'affaiblissement de la section de câble, c'est-à-dire que, pour une stabilité donnée, on ne pourra pas réaliser l'équivalent voulu, ou que cet équivalent ne sera obtenu qu'avec une stabilité diminuée.

Il y a par conséquent un maximum du nombre des répéteurs à deux fils que l'on peut insérer sur un même circuit, c'est-à-dire que la portée des circuits à deux fils est limitée par leur stabilité.

Pour ces circuits il importe de répartir les gains en tenant compte des répéteurs défavorisés de telle sorte que la somme des gains atteigne la valeur fixée pour obtenir un équivalent déterminé. Dans ce cas le diagramme des niveaux doit être scrupuleusement respecté.

6. *LA DISTORSION PAR REACTION*

6.1. DEFINITION

La mesure de la stabilité donne un renseignement très important sur les courants de réaction dans un circuit, mais ce renseignement est insuffisant car il ne concerne que les fréquences pour lesquelles le déphasage total pour un tour complet du circuit de réaction est égal à un multiple de 2π .

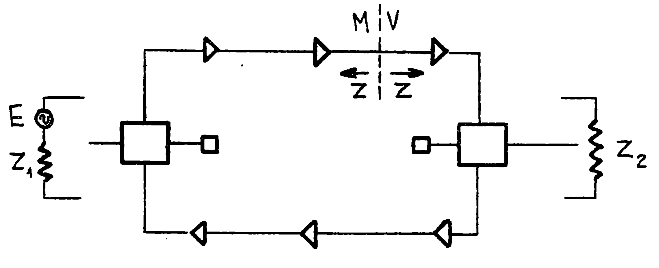


Fig. 8

Considérons alors un circuit à quatre fils à l'origine duquel nous appliquons une tension sinusoïdale en régime permanent, et mesurons la tension V qu'elle entretient en un point M du circuit, où les impédances de part et d'autre sont égales à z (figure 8).

Cette tension V peut être considérée comme la somme de la tension V_1 qui serait entretenue en ce point du circuit en l'absence de tout couplage par réaction et de la tension V_2 apportée par le couplage par réaction. Suivant les phases respectives, la somme $V_1 + V_2$ peut avoir une amplitude plus grande ou plus petite que V_1 . Donc suivant les fréquences, la tension totale V sera plus grande ou plus petite que V_1 .

La quantité $r = \log_e \left|\frac{V}{V_1}\right|$ peut être prise comme mesure de la distorsion par réaction. Pour mesurer V_1 , il suffit d'ailleurs d'éliminer la réaction, en coupant le sens de retour ; en la rétablissant, on mesure V .

Cette distorsion correspondra à la déformation observée sur la conversation par suite des couplages, si le temps de propagation aller et retour sur le circuit est suffisamment faible (par exemple plus petit que 0,02 seconde).

6.2. CALCUL DE LA DISTORSION PAR REACTION

Si $\theta = b + ja$ désigne l'exposant de transfert pour un tour le long du circuit de réaction, dans les conditions de réglage du circuit pour lesquelles on veut étudier la distorsion par réaction, le circuit de réaction étant inséré entre ses impédances images, égales à Z (figure 9), on a :

$$V_2 = Ve^{-\theta}$$

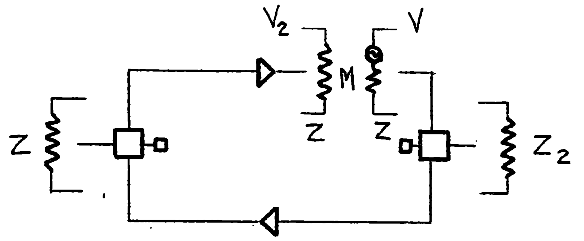


Fig. 9

Or $V = V_1 + V_2$

d'où $r = \log_e \left|\frac{V}{V_1}\right| = \log_e \left|\frac{1}{1-e^{-\theta}}\right|$

ce qui nous donne l'expression de la distorsion par réaction en fonction de θ. Or, θ dépend en général de la fréquence puisque dans le cas d'une ligne pupinisée nous savons que l'affaiblissement et surtout la phase varient avec la fréquence. Par conséquent la distorsion par réaction varie avec la fréquence.

Soit f la fréquence pour laquelle elle est maximum.

Considérons la fréquence f' à laquelle les oscillations s'amorceront, lorsqu'on augmentera le gain sur chaque sens.

A la fréquence f' et pour le réglage des répéteurs correspondant à l'amorçage des oscillations on aura $\theta = 0$, donc à la fois

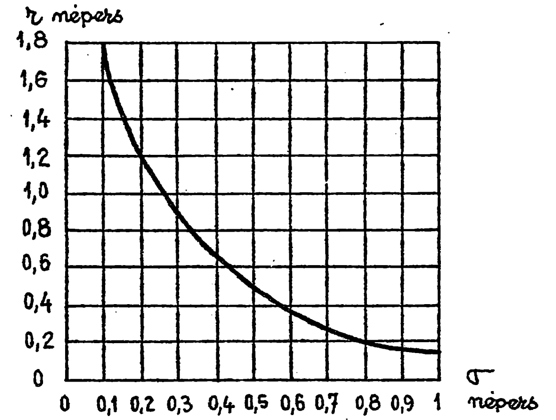
$a' = 0$ (ou $2K\pi$) (condition de phase)

$b' = 0$ (condition d'amplitude)

Par suite, si l'on admet que le réglage du gain des répéteurs n'influe pas sur le décalage de phase qu'ils apportent (ce qui correspond bien à la réalité) à la fréquence f' on aura toujours $a' = 0$ (ou $2K\pi$ ce qui revient au même) quel que soit le gain, inférieur au gain d'amorçage des répéteurs, et en particulier pour le réglage pour lequel on veut évaluer la distorsion par réaction. D'où $\theta' = b'$.

Mais d'après ce que nous venons de voir (condition d'amplitude) b' représente précisément pour le réglage que l'on considère, l'augmentation de gain qu'il faut introduire sur l'ensemble des deux sens de transmission pour obtenir l'amorçage des oscillations, c'est-à-dire, par définition, la marge d'amorçage ou le double de la stabilité σ, mesurée dans les mêmes conditions que le rapport $\frac{V}{V_1}$, le circuit étant inséré entre les impédances Z_1 et Z_2. Pour la fréquence f' d'amorçage, la distorsion par réaction est donc liée à la stabilité par la relation :

$$r' = \log_e \left|\frac{V}{V_1}\right| = \log_e \frac{1}{1-e^{-2\sigma}} \qquad (11)$$



Relation entre la distorsion par réaction et la stabilité

Fig. 10

Cette fréquence f' n'est pas nécessairement la fréquence f pour laquelle la distorsion par réaction est maximum. Cependant l'expérience montre que, pratiquement, on peut prendre l'expression (11) pour caractériser la distorsion par réaction. La figure 10 traduit cette relation; elle donne donc pratiquement l'amplitude maximum des variations d'équivalent, par suite des couplages dûs à la réaction, par rapport à l'équivalent nominal d'un circuit, en fonction de la stabilité de ce circuit (le circuit étant terminé sur les impédances Z_1 et Z_2 servant à la mesure). Elle montre que plus la stabilité est grande, plus la distorsion par réaction est petite, puisque le rapport $\frac{V}{V_1}$ se rapproche alors de l'unité.

6.3. EFFETS DE LA DISTORSION PAR REACTION

6.3.1. REGIME PERMANENT

En régime permanent la distorsion par réaction se manifeste par des ondulations très nombreuses et très rapprochées de la courbe d'équivalent du circuit en fonction de la fréquence, ou du niveau en un point en fonction de la fréquence, analogues aux ondulations de la courbe impédance fréquence d'une ligne présentant des irrégularités. Il importe évidemment que l'amplitude de ces ondulations soit aussi réduite que possible, pour que la notion d'équivalent du circuit (ou de niveau en un point), ait une signification pratique précise : r doit être inférieur à 0,3 néper pour toutes les fréquences.

Un relevé de la courbe d'équivalent-fréquence, suffisamment exact pour permettre d'apprécier la distorsion due aux couplages par réaction, nécessite des mesures très nombreuses, à des fréquences très rapprochées, puisque les ondulations sont très rapprochées. L'emploi d'un appareil enregistreur, tel que l'hypsographe, permet au contraire, de relever aisément cette courbe, et d'apprécier l'état d'un circuit au point de vue de la distorsion par réaction, mieux que ne permet de le faire la mesure de la seule stabilité.

6.3.2. <u>REGIME TRANSITOIRE</u>

Considérons maintenant ce qui se passe pendant la période transitoire, lorsqu'on applique brusquement une f.e.m. sinusoïdale à l'origine du circuit. Le calcul montre alors que pendant la période d'affaiblissement du courant, on trouve, superposés au courant produit par la f.e.m. appliquée, des courants de fréquences égales aux fréquences propres du circuit, c'est-à-dire aux fréquences sur lesquelles le circuit serait susceptible d'osciller seul. Ces courants disparaissent au bout d'un temps d'autant plus court que le circuit est stable.

Ils ont pour effet d'apporter une certaine <u>résonnance</u> (son de "tonneau").

Dans les deux cas, la distorsion par réaction se traduit donc par une diminution de l'intelligibilité.

7. *EFFET D'ECHO*

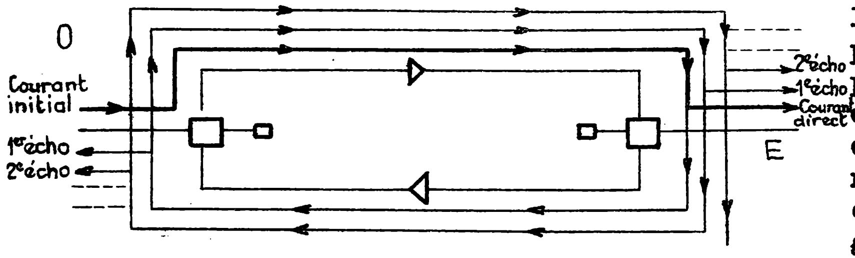
7.1. DEFINITION ET GENERALITES

L'étude que nous venons de faire de la distorsion par réaction ne concerne que le cas où le temps de propagation des courants, pour un aller et retour du circuit, est assez faible pour que les courants de réaction ne soient pas perçus par l'oreille séparément des courants qui leur ont donné naissance.

Au contraire, lorsque le temps de propagation est suffisant, les courants de réaction sont perçus comme de véritables "échos", nettement séparés tant du courant initial que les uns des autres.

Ce phénomène introduit donc une nouvelle cause de perturbations sur les circuits.

D'une manière plus précise, il y a toujours plusieurs échos successifs et il faut encore distinguer l'écho pour la personne qui parle et l'écho pour la personne qui écoute. Considérons en effet le cas simple d'un circuit à quatre fils, ne comportant donc qu'un seul chemin de réaction ; la figure 11 représente les trajets parcourus par les différents courants réfléchis successifs.



Effet d'écho sur un circuit 4 fils

Fig. 11

Le premier écho pour la personne qui parle revient à l'origine, au bout d'une durée $2T$, égale au double du temps de propagation T des courants entre l'origine et l'extrêmité du circuit. Si l'on a, par exemple, un circuit de 1600 km de longueur, de charge H 44, sur lequel la vitesse de propagation est d'environ 32.000 Km/s, le premier écho sera reçu au bout de 100 millisecondes, et sera perçu nettement séparément du courant qui lui a donné naissance. Il en sera de même entre le courant reçu directement à l'extrêmité E, et le premier écho pour la personne qui écoute. Les échos successifs, soit en O, soit en E, seront donc décalés dans le temps de $2T$, les uns par rapport aux autres. Ces courants seront d'ailleurs de plus en plus affaiblis, et seuls pratiquement ont une importance les premiers échos (ou les deux premiers), tant à l'extrêmité émettrice qu'à l'extrêmité réceptrice.

Ces phénomènes d'écho produisent des résonances de la parole, très irritantes pour la personne qui parle, et diminuent la netteté à l'extrêmité réceptrice.

7.2. AFFAIBLISSEMENT DES COURANTS D'ECHO SUR UN CIRCUIT A QUATRE FILS

Les essais d'appréciation ont d'ailleurs montré que l'écho pour la personne qui parle est le plus gênant pour l'échange des communications. La valeur minimum admissible pour l'affaiblissement des courants d'écho pour la personne qui parle est fonction du temps de propagation ; un écho d'intensité donnée est en effet d'autant plus gênant qu'il est plus nettement détaché de la parole qu'il répète; par conséquent, plus le temps de propagation est long sur le circuit, plus l'affaiblissement du courant d'écho doit être grand. De nombreux essais ont permis d'établir la relation existant entre la valeur minimum pour l'affaiblissement des courants d'écho pour la personne qui parle, et le temps total de propagation : elle est représentée par la courbe de la figure 12.

Pour un circuit à quatre fils, réglé au même équivalent dans les deux sens de transmission, si b_e désigne l'affaiblissement d'adaptation à l'extrêmité E, l'affaiblissement du courant d'écho pour la personne qui parle en O est évidemment :

$$A_e = 2q + b_e \qquad (12)$$

En particulier si l'extrêmité E est ouverte ou court-circuitée :

$$b_E = 0 \qquad \text{et} \qquad A_e = 2q$$

En pratique, dans les conditions de trafic terminal aux deux extrêmités, on estime que l'on peut compter sur un affaiblissement d'équilibrage à l'extrêmité d'environ 0,7 néper. Alors si q = 0,80 néper on a :

$$A_E = (2 \times 0{,}8) + 0{,}7 = 2{,}30 \text{ népers.}$$

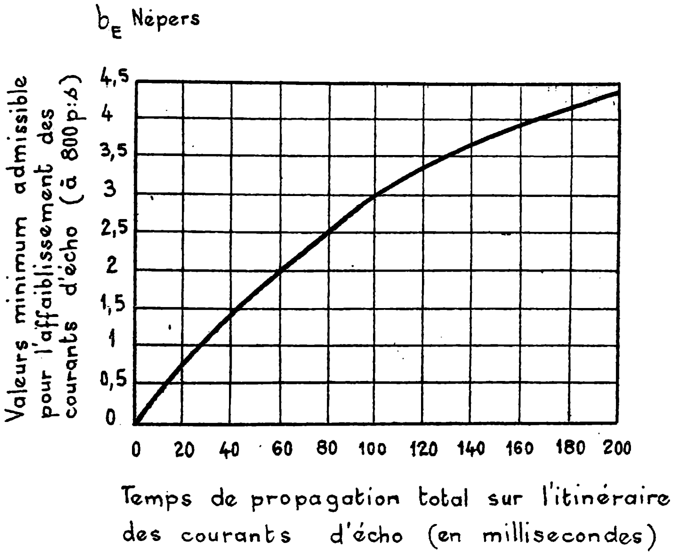


Fig. 12

On voit, d'après la courbe de la figure 12 que cet affaiblissement est admissible lorsque le temps de la propagation entre O et E est inférieur ou au plus égal à 35 millisecondes ce qui correspondrait à environ :

500 km de charge H.177 avec V = 16.500 km/s
950 km de charge H. 44 avec V = 32.800 km/s
1300 km de charge H. 22 avec V = 46.500 km/s
9800 km de circuit en câble coaxial avec V = 280.000 km/s.

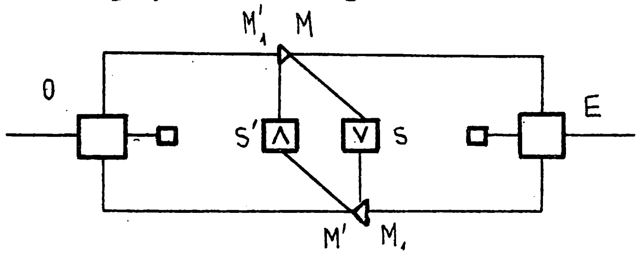
Il résulte également que, par suite de l'effet d'écho (formule 12) l'équivalent d'un circuit donné ne peut descendre au-dessous d'une certaine limite, qui dépend de sa longueur. La courbe donnant $2q$ se déduit de celle de la figure 12 par une translation de $-b_E$ parallèle à l'axe des ordonnées (dans des conditions de terminaisons données).

Ces considérations nous montrent que ce sont les phénomènes d'écho qui limitent la portée des circuits à quatre fils et que l'on est amené à utiliser des circuits ayant des vitesses de propagation d'autant plus grandes que l'on veut réaliser des communications à plus grande distance ou à équivalent plus faible.

7.3. SUPPRESSEURS D'ECHO

7.3.1. PRINCIPE

Lorsque les échos demeurent trop intenses, il est nécessaire d'utiliser des suppresseurs d'écho, organes destinés à arrêter les courants d'écho, ou tout au moins à les affaiblir considérablement. Ils ne suppriment donc pas la cause de l'écho électrique, mais ils empêchent l'écho d'être perçu par la personne qui parle.



Ces appareils, sous l'action des courants de conversation d'une voie, bloquent l'autre voie, coupant ainsi le circuit de réaction. Pour cela (figure 13) on prélève en M à la sortie d'un répéteur du sens OE, une partie de la tension de conversation qui passe sur le sens OE, pour actionner le dispositif de blocage S, qui provoque la coupure en M_1 de la voie EO.

De la même façon, sur l'autre voie, une partie de la tension prélevée en M' provoque la coupure en M'_1 de la voie OE .

On distingue les suppresseurs d'écho à <u>action discontinue</u> (qui introduisent brusquement sur la voie de retour un affaiblissement déterminé, dit affaiblissement de blocage ; c'est le cas par exemple des suppresseurs d'écho à électro-aimants), et les suppresseurs d'écho à <u>action continue</u> (qui introduisent sur la voie de retour un affaiblissement progressivement variable, depuis zéro jusqu'à une valeur maximum finie jugée suffisante pour bloquer la voie de retour, c'est par exemple le cas des suppresseurs d'écho à triodes agissant par modification de la polarisation de grille d'une lampe de répéteur, ou des suppresseurs d'écho à redresseurs secs).

7.3.2. CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT

Pour que le fonctionnement d'un suppresseur d'écho soit satisfaisant, certaines conditions relatives aux temps de fonctionnement et de retour au repos doivent être réalisées, car tous ces appareils sont évidemment doués d'une certaine inertie.

Supposons que l'abonné O parle ; la voie EO doit être coupée avant que l'écho ne parvienne au point où se fait la coupure : donc le <u>temps de fonctionnement</u> doit être assez rapide, inférieur à la durée t_1 de propagation sur le trajet MEM_1. D'autre part, la voie EO doit rester coupée un temps suffisant après que la tension de conversation OE cesse d'être appliquée en M , pour que l'écho correspondant à la dernière émission soit encore arrêté en M_1 . Le temps de retour au zéro (<u>ou temps de blocage</u>) doit donc être supérieur à t_1 . Il ne doit néanmoins pas être trop élevé pour ne pas introduire de gêne et de retard dans la réponse de l'abonné E ; on admet qu'il doit, dans tous les cas, être inférieur à 250 millisecondes.

7.3.3. EMPLACEMENT DES SUPPRESSEURS D'ECHO

Sur les circuits à fréquences vocales, les deux conditions ci-dessus ont été très souvent réalisées en plaçant le suppresseur d'écho, composé de ses deux moitiés S et S' sur un répéteur situé au voisinage du milieu du circuit (figure 13). Ces suppresseurs sont dits intermédiaires.

Mais les deux demi-suppresseurs d'écho agissant chacun sur un sens de transmission, peuvent être séparés et être associés en particulier aux termineurs aux deux extrêmités du circuit, le demi-suppresseur actionné par l'abonné O étant placé à l'extrêmité E (pour éviter que l'abonné E puisse, en parlant, bloquer l'abonné O qui parlerait encore). Les suppresseurs d'écho sont alors dits <u>terminaux</u>. Ils doivent être ainsi employés dans les deux cas suivants :

a) quand le circuit est exploité avec sélection automatique à distance (les demi-suppresseurs pouvant alors être contournés par les courants de signalisation) ;

b) quand le circuit est exploité au moyen de courants porteurs car les suppresseurs doivent être propres à chaque voie.

On trouve également des avantages à cet emplacement terminal des suppresseurs d'écho dans le cas des très longues communications de transit, mettant en oeuvre plusieurs circuits munis de suppresseurs d'écho. On peut, en réalisant la commutation des circuits, supprimer en même temps les suppresseurs intermédiaires, pour ne garder que les deux demi-suppresseurs extrêmes.

Les suppresseurs d'écho terminaux, pratiquement les seuls employés maintenant, doivent être à fonctionnement très rapide (de l'ordre de quelques millisecondes).

REMARQUES.-

1°) Les suppresseurs ne doivent pas être trop sensibles, pour ne pas donner lieu à des fonctionnements intempestifs sous l'action des bruits des circuits.

2°) L'affaiblissement introduit par un suppresseur d'écho sur le sens de conversation qu'il ne bloque pas, doit être faible (de l'ordre de 0,05 néper) pour toutes les fréquences transmises.

3°) L'installation du suppresseur ne doit pas augmenter de façon appréciable la diaphonie entre les différentes communications ni diminuer la stabilité du circuit.

7.3.4. MESURE DES AFFAIBLISSEMENTS DES COURANTS D'ECHO SUR LES CIRCUITS A QUATRE FILS

Sur les circuits à deux fils, qui sont en général courts et dont la portée est limitée par la stabilité, on se contente actuellement de mesurer la stabilité du circuit. Au contraire, sur les circuits à quatre fils, on mesure à la fois la stabil stabilité et l'affaiblissement des courants d'écho.

Cette mesure se fait à 800 p:s, en déconnectant au préalable les suppresseurs d'écho s'il en existe : l'affaiblissement du courant d'écho serait la valeur d'équivalent que l'on mesurerait, si l'on pouvait, à l'une des extrêmités du circuit, simultanément émettre un courant sur la ligne à deux fils du termineur, et mesurer au même point l'équivalent du courant qui revient de l'autre extrêmité. Cette mesure n'étant pas possible en un seul temps, on la divise en deux temps.

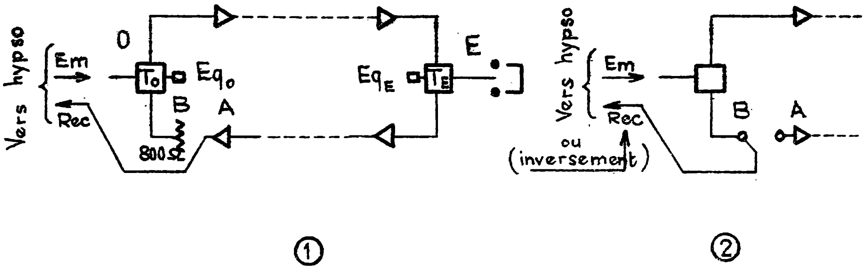


Fig. 14

Le premier temps consiste à mesurer à l'une des stations d'extrêmité (O par exemple), l'affaiblissement du courant d'écho entre la ligne à deux fils du termineur O et la sortie A du répéteur du sens de retour (figure 14), la ligne à deux fils du termineur de l'extrêmité opposée E étant alternativement ouverte et court-circuitée (conditions les plus défavorables correspondant au maximum du courant d'écho). Pour ne pas déséquilibrer le termineur O , il faut le fermer en B (bornes "admission") sur une résistance correspondant à son impédance d'entrée (en général 800 ohms).

Le deuxième temps consiste à mesurer l'affaiblissement (entre impédances de 600 ohms), qui existe entre les points B et O . C'est l'affaiblissement du termineur entre les bornes "admission" et "lignes deux fils". Pour toutes ces mesures, les équilibres normaux doivent être maintenus.

Soit alors B_1 le résultat de la première mesure, B_2 le résultat de la deuxième, q_1 l'équivalent du sens OE et q_2 l'équivalent du sens EO . D'après l'équation (12) les résultats seront corrects si :

$$B_1 + B_2 = q_1 + q_2 \pm 0{,}1 \text{ néper}.$$

8. *ETUDE DE LA DIAPHONIE ENTRE CIRCUITS*

8.1. ECART DIAPHONIQUE

8.1.1. DEFINITION

On dit que deux circuits présentent entre eux de la diaphonie, si les conversations échangées sur l'un d'eux (appelé perturbateur) sont perçues sur le second (appelé perturbé) et inversement, ou tout au moins y apportent un trouble. On se reportera pour les généralités et les définitions précises relatives à la diaphonie (affaiblissement para ou télédiaphonique), au cours de Lignes.

Mais ce qui importe en dernière analyse dans la diaphonie, au point de vue de l'exploitation, c'est la gêne apportée par les courants de diaphonie à l'extrêmité du perturbé, sur les conversations échangées sur ce circuit et cette gêne dépendra évidemment du courant normal de conversation arrivant à l'extrêmité. Ce qui est à considérer, c'est le rapport de la puissance à courant normal de conversation en un point du circuit perturbé, à la puissance du courant de diaphonie en ce même point du perturbé. Il est logique d'exprimer, suivant l'usage habituel, ce rapport en népers.

On obtient ainsi la notion "d'Ecart diaphonique" dont la définition précise, donnée par le C.C.I.T. est la suivante :

"L'écart diaphonique en un point d'un système de transmission perturbé par un seul système de transmission perturbateur, est le demi-logarithme népérien du rapport de la puissance apparente du courant utile qui existe au point considéré du système

perturbé quand on applique une puissance égale à P en un point quelconque de niveau relatif zéro de ce système (par exemple à son origine), à la puissance apparente du courant de diaphonie qui existe en ce point lorsqu'on applique la même puissance P en un point quelconque de niveau relatif zéro du système perturbateur (par exemple à son origine)".

8.1.2. EXPRESSION DE L'ECART DIAPHONIQUE EN FONCTION DE L'AFFAIBLISSEMENT DIAPHONIQUE

L'écart diaphonique E s'exprime simplement en fonction de l'affaiblissement diaphonique et des niveaux relatifs de puissance.

Considérons deux circuits, l'un perturbateur ab et l'autre perturbé $a'b'$ (figure 15).

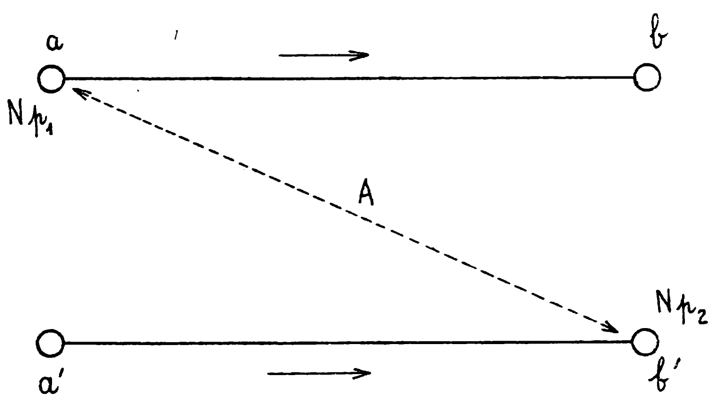


Fig. 15

Soit A l'affaiblissement diaphonique entre un point du circuit perturbateur, où le niveau relatif de puissance des courants de conversation est N_{p_1} et un point du circuit perturbé où le niveau relatif de puissance des courants de conversation est N_{p_2}. Nous supposons les deux circuits alimentés à leur origine par la même puissance P (en principe le générateur normal) et nous ne faisons aucune hypothèse sur l'orientation relative des deux circuits. Le raisonnement que nous allons faire est donc valable aussi bien en para qu'en télédiaphonie.

Nous avons, pour l'écart diaphonique au point b' :

$$E = \frac{1}{2} \text{Log} \frac{P_u}{P_p}$$

soit

$$E = \frac{1}{2} \text{Log} \frac{P e^{2 N_{p_2}}}{P e^{2 [N_{p_1} - A]}}$$

ce qui donne : $$E = N_{p_2} - \left[N_{p_1} - A \right] \qquad (13)$$

L'écart diaphonique est donc égal à la différence entre le niveau relatif de puissance N_{p_2} des courants utiles au point considéré du perturbé et le niveau relatif de puissance $(N_{p_1} - A)$ des courants de diaphonie en ce point.

L'expression (13) s'écrit :

$$E = A - \left[N_{p_1} - N_{p_2} \right] \qquad (14)$$

Les deux circuits étant supposés alimentés à l'origine par la même puissance utile P, il revient au même de supposer que ces circuits sont alimentés par le générateur normal et de considérer les niveaux absolus au lieu des niveaux relatifs, la différence $(N_{p_1} - N_{p_2})$ restant la même dans les deux cas. Le calcul de E peut alors, connaissant A, se faire à l'aide des diagrammes de niveaux.

L'influence perturbatrice des courants de diaphonie est donc, pour un même affaiblissement diaphonique, d'autant plus grande que la différence des niveaux de conversation sur le circuit perturbateur et sur le circuit perturbé est plus grande au point considéré.

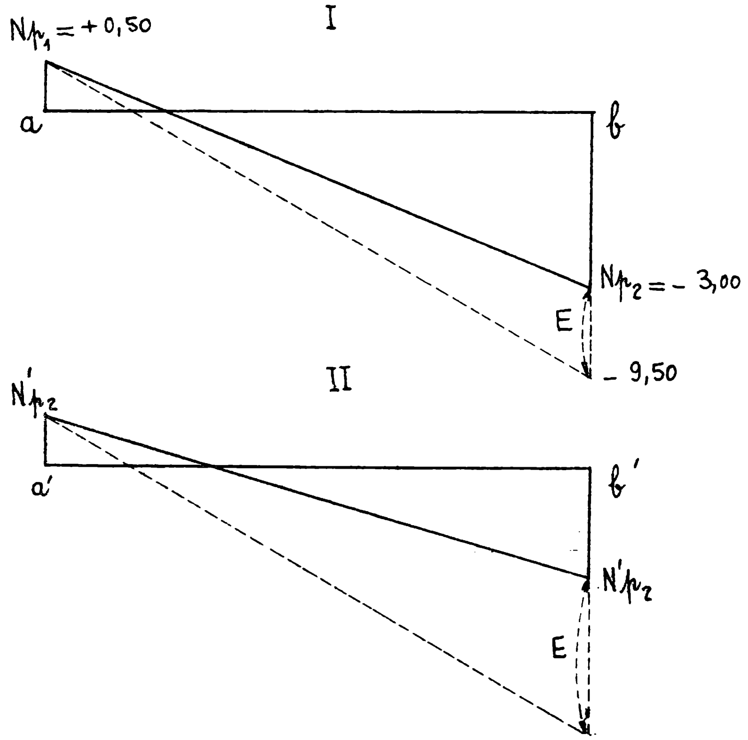


Fig. 16

EXEMPLE : Soient deux circuits I et II ayant les diagrammes donnés par la figure 16. Entre ces deux circuits existe un affaiblissement diaphonique :

A = 10 népers.

Si le circuit I est le perturbateur nous aurons :

$$E_1 = A - (N_{p_1} - N'_{p_2})$$

$$E_1 = 10 - (0,50 + 1,50)$$

$$\boxed{E_1 = 8 \text{ népers}}$$

Si le circuit II est le perturbateur, nous aurons :

$$E_2 = 10 - (0,50 + 3)$$

$$\boxed{E_2 = 6,50 \text{ népers}}$$

Cet exemple nous montre de façon claire qu'entre deux circuits présentant de la diaphonie entre eux, il y a, dans des conditions déterminées, une seule valeur de l'affaiblissement diaphonique, quel que soit le circuit pris comme perturbateur mais qu'il y a deux valeurs de l'écart diaphonique, selon que l'un ou l'autre est perturbateur, si ces deux circuits sont de nature différente.

8.1.3. VALEURS ADMISSIBLES POUR L'ECART DIAPHONIQUE ENTRE DEUX CIRCUITS

D'après la recommandation du C.C.I.T. l'écart télé ou paradiaphonique entre deux circuits complets, en câble, terminés aux mêmes points, en position de service terminal ne doit pas être inférieur à 6 népers.

Sur des circuits courts (moins de 500 km) on peut obtenir des valeurs notablement supérieures.

8.2. COMPOSITION DES COURANTS DE DIAPHONIE SUR UN CIRCUIT

La diaphonie entre deux circuits complets résulte de la superposition d'un grand nombre de courants qui, partant du circuit perturbateur, passent sur le circuit perturbé et arrivent à son extrêmité avec des intensités et des phases sans relations simples entre elles.

Le calcul de l'affaiblissement diaphonique, qui revient à la composition de ces courants, devient en pratique très rapidement inextricable. On obtiendra une valeur limite inférieure de l'affaiblissement diaphonique, en supposant que tous les courants de diaphonie sont en phase, et que leurs intensités s'ajoutent pour donner le courant de diaphonie total. Mais lorsque les courants de diaphonie sont nombreux, on obtient la valeur la plus probable de l'intensité du courant total, en admettant qu'elle est égale à la racine carrée de la somme des carrés des courants partiels.

D'après le chemin suivi par les courants de diaphonie pour passer du circuit perturbateur au circuit perturbé, on distingue :

1°) La diaphonie en câble, lorsque le point de passage du circuit perturbeur au circuit perturbé se trouve dans les sections de câble, entre têtes de câbles, à l'extérieur des équipements des stations de répéteurs. Cette diaphonie est due aux couplages capacitifs et inductifs, produits par les déséquilibres des constantes transversales ou longitudinales des câbles, et aux couplages magnétiques. L'état actuel de la technique de construction des câbles permet d'obtenir des écarts diaphoniques de 7,5 népers au moins, entre deux circuits téléphoniques quelconques d'une même section d'amplification en câble.

Entre deux paires coaxiales, on obtient aisément des écarts télédiaphoniques de l'ordre de 10 népers, sur une section élémentaire d'amplification (l'écart paradiaphonique étant en outre toujours supérieur à l'écart télédiaphonique).

2°) La diaphonie dans les équipements des stations, lorsque les chemins de couplage se trouvent entre têtes de câble, à l'intérieur de la station.

On peut la décomposer en :

a) diaphonie entre translateurs : pour des translateurs appartenant à un même groupe de combinaison, c'est-à-dire équipant les circuits réels et fantôme d'une même quarte dans la téléphonie à fréquences basses, l'équilibrage des enroulements au point de vue de l'inductance, de la résistance et de la capacité peut être aisément réalisé de façon que l'affaiblissement diaphonique entre enroulements réels et fantôme soit de l'ordre de 10 népers. Entre

translateurs appartenant à des groupes de combinaison différents, l'affaiblissement diaphonique obtenu est de l'ordre de 15 népers par une disposition convenable sur les bâtis et par la mise sous boitier.

b) diaphonie dans les câblages : la mise systématique sous écran de toutes les paires téléphoniques dans les câblages (y compris les jarretières des répartiteurs) permet une excellente séparation, non seulement des sens opposés de transmission, mais également de deux paires quelconques, en donnant un affaiblissement diaphonique supérieur dans tous les cas à 10 népers, pour les circuits à fréquences vocales (en général de l'ordre de 14 népers).

c) diaphonie entre répéteurs et autres organes, due soit au fait que les répéteurs sont voisins les uns des autres sur les bâtis, soit aux couplages par l'intermédiaire des circuits communs d'alimentation des lampes. Les écarts diaphoniques obtenus, les répéteurs étant réglés à leur gain maximum dépassent normalement 8,5 népers.

3°) La diaphonie non linéaire, dans les systèmes à voies multiples par courants porteurs, due au passage sur une voie des harmoniques des fréquences correspondant à une voie de rang inférieur, produits soit dans les équipements propres de cette dernière voie, soit dans les équipements communs à toutes les voies (amplificateurs de ligne) ou à un groupe de voies (modulateurs de groupes primaires ou secondaires par exemple).

Nous ne ferons pas intervenir dans notre étude la diaphonie dans les équipements des centraux téléphoniques.

La diaphonie totale produite par ces divers courants de diaphonie peut se présenter sous la forme :

- soit de diaphonie intelligible, due aux courants vocaux qui passent, sans translation ni inversion dans le spectre des fréquences, d'un circuit téléphonique perturbateur à un circuit téléphonique perturbé.
- soit de diaphonie inintelligible, due aux courants vocaux qui, avant de passer du perturbateur au perturbé, ou après y être passés, subissent une translation ou une inversion dans le spectre des fréquences, et deviennent par suite inintelligibles (cas des systèmes à courants porteurs).
- soit de murmure confus, dû à des diaphonies multiples simultanées.

8.3. CONDITIONS IMPOSEES PAR LA DIAPHONIE EN CABLE

8.3.1. LIMITATION DE LA LONGUEUR DES SECTIONS D'AMPLIFICATION

8.3.1.1. CIRCUITS A QUATRE FILS

Considérons deux circuits à quatre fils identiques, dans une section en câble comprise entre deux amplificateurs successifs et d'affaiblissement (figure 17, I & II).

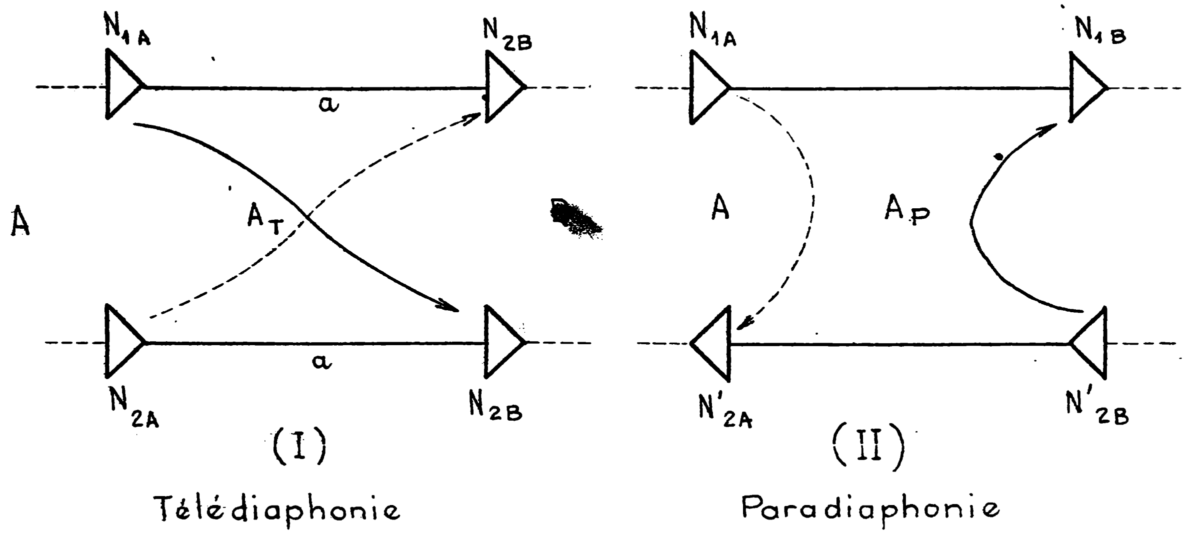


Fig. 17

Appelons N_{1A}, N_{2A}, N_{1B}, N_{2B}, les niveaux relatifs de puissance respectivement sur le premier et le deuxième circuit, aux points A et B à la sortie et à l'entrée des amplificateurs côté câble.

L'expression de l'écart diaphonique nous est donné par :

a) <u>en télédiaphonie</u> :

$$E_{T(1-2)} = N_{2B} - \left[N_{1A} - A_T\right] = \left[N_{2A} - a\right] - \left[N_{1A} - A_T\right] = \left[A_T - a\right] - \left[N_{1A} - N_{2A}\right]$$
$$E_{T(2-1)} = N_{1B} - \left[N_{2A} - A_T\right] = \left[N_{1A} - a\right] - \left[N_{2A} - A_T\right] = \left[A_T - a\right] - \left[N_{2A} - N_{1A}\right] \quad (15)$$

b) <u>en paradiaphonie</u> :

$$E_{P(1-2)} = N'_{2A} - \left[N_{1A} - A_P\right] = \left[N'_{2B} - a\right] - \left[N_{1A} - A_P\right] = \left[A_P - a\right] - \left[N_{1A} - N'_{2B}\right]$$
$$E_{P(2-1)} = N_{1B} - \left[N'_{2B} - A_P\right] = \left[N_{1A} - a\right] - \left[N'_{2B} - A_P\right] = \left[A_P - a\right] - \left[N'_{2B} - N_{1A}\right] \quad (16)$$

Comme il n'y a aucune raison, dans le cas des circuits téléphoniques, de favoriser un circuit plutôt qu'un autre, les écarts E_{12} et E_{21} doivent être égaux en même temps en para et en télédiaphonie.

Les relations (15) et (16) nous conduisent donc à faire :

$$N_{1A} = N_{2A} = N'_{2B} = N'_{1B}$$

Cela nous impose de régler tous les niveaux de sortie des amplificateurs sur tous les circuits à une même valeur, pour les deux sens de transmission (par exemple + 0,50).

Les expressions (15) et (16) se réduisent alors à :

$$E_T = A_T - a \qquad (17)$$

$$E_P = A_P - a \qquad (18)$$

Or, l'affaiblissement paradiaphonique décroît quand la longueur de la section de câble augmente pour tendre vers une limite, <u>indépendante de la longueur</u>, dès que cette longueur est suffisante, condition toujours satisfaite en pratique. La condition (18) nous donne alors, pour une limite inférieure de l'écart diaphonique E :

$$a \leqslant A_P - E$$

L'affaiblissement des sections d'amplification (tronçons de câble compris entre deux amplificateurs successifs), donc leur <u>longueur</u>, est par conséquent limité par la paradiaphonie.

La condition (17), relative à la télédiaphonie, s'exprime par :

$$A_T - a \geqslant E$$

Cette condition est la seule à considérer dans le cas des circuits à haute fréquence sur paires symétriques, les deux sens de transmission étant établis dans deux câbles différents (voir chapitre XXIII).

Pour les circuits à quatre fils du type ancien (à fréquences basses) la condition relative à la paradiaphonie est en général la plus limitative malgré la séparation des quartes en groupes d'équilibrage distincts.

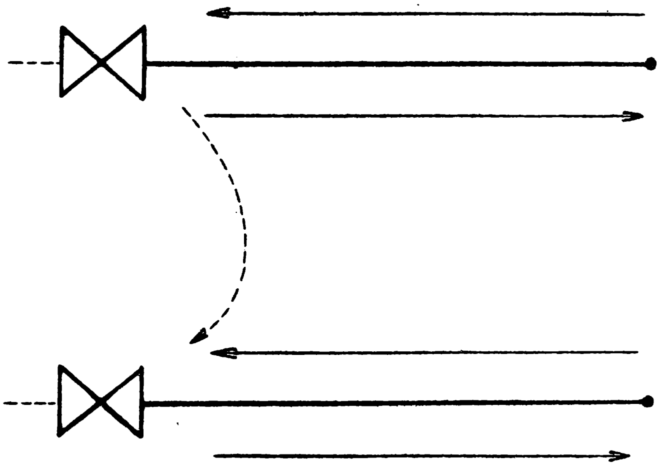
8.3.2. <u>CIRCUITS A DEUX FILS</u>

Dans le cas des circuits à deux fils, on raisonnerait de la même façon, la limite provenant toujours de la paradiaphonie. Si l'on admet A_P = 9,5 népers et E = 7 népers on voit que :

$$a \leqslant 2,5 \text{ népers}$$

pour une section intermédiaire comprise entre deux amplificateurs.

Mais si nous considérons une section terminale, sans répéteurs, sur deux circuits identiques réglés au même équivalent q, la figure 18 nous permet d'écrire l'écart paradiaphonique :



$$E_p = P_1' - [N_1 - A_2]$$

or $N_1 = a - q$

et $P_1' = P_2 - a = -a$

avec $P_2 = 0$

d'où $E_p = A_p - 2a + q$

ce qui donne pour a :

$$a \leqslant \frac{A_p + q - E}{2}$$

si l'on prend $A_p = 9{,}5$, $E = 7$ et $q = 1$ il vient

$$a \leqslant 1{,}75 \text{ néper}$$

Ainsi donc, si l'on veut conserver à un circuit à deux fils en câble un écart diaphonique global convenable, il faut que les sections d'amplification intermédiaires aient un affaiblissement inférieur à 2,5 népers (environ) et les sections extrêmes, sans répéteur terminal, un affaiblissement inférieur à 1,75 néper (environ). Une même section pouvant être intermédiaire sur certains circuits et terminale sur d'autres on est finalement amené à limiter à une valeur de l'ordre de 2 népers l'affaiblissement des sections d'amplification des circuits à deux fils.

8.4. DIAPHONIE DANS LES EQUIPEMENTS DE STATION

Considérons, à titre d'exemple, la diaphonie entre deux équipements à quatre fils, de sens opposés, dans une station intermédiaire. Nous pourrons avoir de la diaphonie dans les translateurs, dans les câblages, et entre répéteurs, correspondant respectivement à des affaiblissements diaphoniques A', A'', A''' (figure 19).

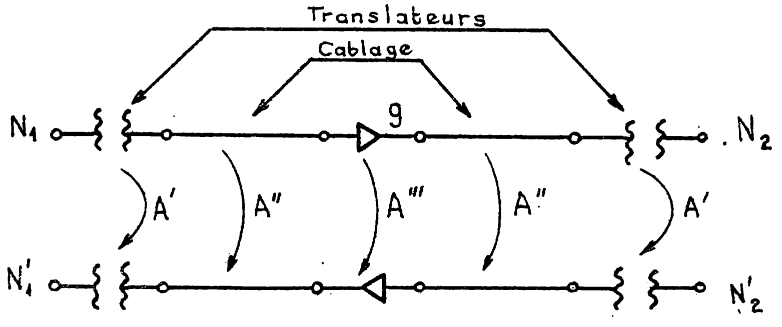


Fig. 19

Le courant de paradiaphonie total correspondant à un affaiblissement diaphonique A, est égal à la somme de ces divers courants. Dans le cas le plus défavorable où tous ces courants sont en phase et s'ajoutent, nous aurons sensiblement, en appelant g le gain (supposé identique) des deux répéteurs:

$$e^{-A} = e^{-A'} + e^{-A''} + e^{-A'''} + e^{g-A''+g} + e^{g-A'+g}$$

ou

$$e^{-A} = e^{2g-A'} + e^{2g-A''} + e^{-A'} + e^{-A''} + e^{-A'''}$$

Les termes principaux de cette somme sont les deux premiers, et surtout le deuxième, car les deux circuits étant de sens opposés, leurs translateurs appartiennent nécessairement à des groupes de combinaison différents et présentent donc entre eux un affaiblissement diaphonique élevé (A' est de l'ordre de 15 népers par exemple).

On aura donc sensiblement :

$$A \simeq A'' - 2g$$

Si les deux circuits sont réglés avec les mêmes niveaux d'entrée ($N'_2 = N_1$) et de sortie ($N'_1 = N_2$), la différence entre le niveau de sortie et le niveau d'entrée sur chaque circuit sera $N_2 - N_1 = N'_1 - N'_2 = g$, et l'écart paradiaphonique entre les deux circuits sera :

$$E = A - (N_1 - N'_1) = A + g \simeq A'' - g$$

Si l'on veut par exemple obtenir entre équipements un écart paradiaphonique du même ordre que celui du câble, soit 7,5 népers, avec un gain g = 3 népers, on doit donc avoir dans les câblages un affaiblissement diaphonique d'au moins 10,5 népers, ce qui justifie toutes les précautions prises dans la réalisation des câblages.

9. *LES BRUITS*

9.1. DEFINITION ET CLASSIFICATION DES BRUITS

On désigne de manière générale sous le nom de <u>bruits</u>, toutes les tensions perturbatrices existant sur un circuit téléphonique en l'absence de conversation, et qui ne proviennent pas des conversations échangées sur les circuits voisins et perçues par diaphonie, ni des bruits de salle et de microphone.

Suivant leur origine, on distingue parmi les bruits de circuits :

1°) <u>Les bruits provenant du câble</u> et qui comprennent :

a) <u>Les bruits induits</u>, c'est-à-dire les bruits produits, sur le circuit téléphonique considéré, par l'induction électrique ou électromagnétique des lignes d'énergie ou de traction électrique voisines;

b) <u>Les bruits transitoires</u>, produits par les phénomènes transitoires;

c) <u>Les bruits de friture</u>, c'est-à-dire les bruits dûs, par exemple, à de mauvais contacts en ligne ou dans les commutateurs automatiques, ou encore à des défauts d'isolement en ligne;

d) <u>Les bruits de télégraphe</u>, qui sont produits sur le circuit téléphonique par les installations télégraphiques utilisées sur les conducteurs téléphoniques mêmes, ou sur d'autres conducteurs du même câble ou de la même ligne.

2°) <u>Les bruits provenant des installations de stations d'amplification</u>, et qui comprennent :

a) <u>Les bruits d'alimentation</u>, c'est-à-dire les bruits produits par les sources d'énergie électrique alimentant les répéteurs. On les réduit en travaillant de préférence sur batteries plutôt que sur machines, et en munissant les circuits d'alimentation des filtres de protection nécessaires. On évite d'autre part de brancher sur les batteries de chauffage ou de plaque, aucun appareil tel que relais ou moteurs ou roues phoniques de la télégraphie harmonique, dont le fonctionnement soit susceptible de faire passer des courants variables dans la batterie commune.

b) <u>Les bruits produits par les tubes</u>, que nous avons déjà examinés au Chapitre III: bruits de souffle et bruit microphonique, ce dernier étant réduit en augmentant la rigidité des électrodes.

c) <u>Les clics</u>, c'est-à-dire les bruits causés par exemple par des décharges brusques de condensateurs ou encore par des commutations brusques.

Les bruits de circuits correspondent donc à des fréquences extrêmement complexes, pouvant aller de quelques périodes à des valeurs assez élevées. Mais ce sont en général les fréquences basses qui dominent.

9.2. MESURES DES BRUITS

L'oreille n'est pas également sensible à toutes les fréquences qui composent la tension perturbatrice.

Pour juger de la perturbation apportée, il faut donc faire intervenir la sensibilité de l'oreille en fonction de la fréquence. Pour cela on peut comparer, à l'oreille, le trouble apporté à la conversation téléphonique par la présence de ces courants parasites, au trouble qui serait apporté par un courant parasite sinusoïdal à 800 Hz, et on peut déterminer ce que devrait être l'intensité de ce courant, pour que le trouble soit le même dans les deux cas.

On appelle <u>tension psophométrique</u> la valeur de la tension à 800 Hz qui, appliquée aux bornes d'un récepteur dont l'impédance est une résistance pure de 600 ohms, produit pour un observateur moyen le même trouble que les bruits du circuit appliqués au même récepteur.

La <u>force électromotrice psophométrique</u> à l'extrémité d'un circuit est le double de la tension psophométrique mesurée aux bornes d'une résistance pure de 600 fermant ce circuit.

Le "psophomètre" est un appareil donnant par lecture directe la valeur de la tension psophométrique entre les points auxquels il est relié. Il présente une très grande impédance d'entrée. L'instrument indicateur est précédé d'un réseau filtrant dont la courbe d'affaiblissement en fonction de la fréquence (la fréquence de 800 Hz étant prise comme référence) dépend de la sensibilité de l'oreille à la fréquence considérée.

La courbe caractérise donc l'importance de chaque fréquence contenue dans un ensemble de fréquences perturbatrices et permet ainsi de rapporter chaque tension pour une valeur donnée, à la valeur pour 800 Hz.

9.2.1. ECART ENTRE SIGNAL ET BRUIT

La présence des bruits se traduit par une diminution de la netteté, et agit comme une augmentation apparente de l'équivalent. Pour que l'influence du bruit soit négligeable, il faut qu'en tous points du circuit, la tension psophométrique soit négligeable devant la tension des courants de conversation. Comme toute autre, cette tension peut être repérée par un niveau.

Pour représenter la différence de niveau entre la tension des courants de conversation et la tension des bruits, le C.C.I.T. a introduit la notion <u>d'écart entre signal et bruit</u> (analogue à la notion d'écart diaphonique).

C'est exprimé en népers, le logarithme népérien de la tension des signaux utiles mesurée à l'extrémité (ou en un point quelconque) du circuit fermé sur une résistance pure de 600 ohms d'une part, à la tension parasite pondérée (tension psophométrique) ou non pondérée, mesurée au même point d'autre part.

L'écart entre signal et bruit doit garder en tous points d'un circuit une valeur suffisante et en particulier aux entrées de répéteurs.

9.2.2. CONDITIONS DE BRUIT SPECIFIEES POUR UN CIRCUIT TELEPHONIQUE

Le bruit mesuré dans une voie téléphonique, lors de la mise en service d'une liaison, a 2 origines :

a) <u>Le bruit thermique</u> : agitation moléculaire dans les résistances, les tubes et les transistors

b) <u>Le bruit d'intermodulation</u> : obtenu par la composition d'une ou de plusieurs fréquences existant simultanément dans le signal global.

Ce bruit est lié au taux de distorsion harmonique des amplificateurs et dépend de la puissance du signal transmis.

A ces bruits viennent s'ajouter, quand les circuits sont en service, les bruits de <u>diaphonie</u> (directe ou additionnelle après réflexions) des fréquences transmises sur des systèmes voisins où des résidus de fréquences mal filtrés par l'équipement lui-même. Ces bruits, pour être négligeables, doivent représenter moins de 10 % en puissance des limites autorisées pour le bruit global.

Aucune condition précise n'est fixée pour les bruits cités ci-dessus en a) et b), auxquels les constructeurs peuvent donner une importance relative plus ou moins grande.

Le C.C.I.T. recommande pourtant, dans ses avis, de se tenir, pour le bruit global (a + b) à des valeurs qui dépendent du type de systèmes de transmission utilisé par le circuit et de la longueur de ce dernier.

Pour les circuits (de 280 à 2 500 km) qui utilisent des systèmes sur câbles ou sur faisceaux hertziens, il a été défini un <u>circuit fictif de référence</u>, de constitution bien précise, ayant une longueur de 2 500 kilomètres.

La puissance totale du bruit psophométrique (ou pondéré) admissible a été fixée à 10 000 pW ($1\ pW = 10^{-12}\ W$) <u>en un point de niveau de puissance égal à zéro</u> ($1\ mW = 10^{-3}\ W$), ce qui donne un niveau de puissance relatif de - 50 db ou - 5,75 néper.

Ces 10 000 pW se décomposent ainsi :

- 2 500 pW pour l'ensemble des équipements terminaux
- 7 500 pW pour les équipements de ligne,

soit 3 pW /km.

Cette valeur de 3 pW /km pour la ligne est la valeur limite pour les <u>plus mauvais circuits</u>. On doit s'efforcer de tenir des valeurs beaucoup plus faibles, l'objectif étant d'attendre <u>1 pW /km</u> pour l'ensemble du bruit en ligne (thermique et intermodulation). Cette valeur est d'ailleurs celle qui est recommandée pour les liaisons par câbles sous-marins donnant des circuits de longueur comprise entre 2 500 et 25 000 km.

On notera que, pour les équipements terminaux, 2 500 pW correspondent à un niveau de puissance de - 6,45 N pour l'ensemble des équipements, soit la moitié (- 6,80) pour chaque équipement terminal de circuit. C'est un <u>maximum</u> admissible pour un circuit de 2 500 km; souvent on exigera beaucoup moins.

9.2.3. HYPOTHESES POUR LE CALCUL DU BRUIT SUR LES CIRCUITS TELEPHONIQUES

9.2.3.1. CALCUL DU BRUIT ADMISSIBLE, EN LIGNE, SUR UNE VOIE, EN FONCTION DE LA LONGUEUR

La puissance de bruit psophométrique (ou pondéré) admissible en ligne est, si l'on désigne par $p(u)$ en pW la puissance admissible par km et par l (en km) la longueur de la ligne :

$$P_{(l)} = p(u) \times l \qquad \text{exprimé en picowatts}$$

soit en népers :

$$N_{(P)} = n_{(p)} + \frac{1}{2} \operatorname{Log} l$$

Si nous prenons en exemple une ligne de 100 km et une valeur de $p(u) = 2$ pW/km

$$P_{(l)} = 200 \times 10^{-12} \text{ W}$$

soit un niveau de puissance relatif de - 67 db en un point de niveau de puissance relatif zéro.

(On remarque que, dans ce cas, le calcul "en db " se fait beaucoup plus facilement qu'en "néper".).

9.2.3.2. PUISSANCE MOYENNE NOMINALE DES SIGNAUX A L'HEURE CHARGEE

Afin de faciliter les calculs, le C.C.I.T. a fixé une valeur conventionnelle représentative du niveau absolu de puissance moyenne (en un point de niveau relatif zéro) des signaux (courants vocaux + courants de signalisation, etc..., transmis sur une voie téléphonique (dans un seul sens de transmission) au cours de l'heure chargée.

La valeur fixée pour ce niveau absolu de puissance moyenne, rapporté au point de niveau relatif zéro, est de :

- 1,73 N ou - 15 db

ce qui correspond à une puissance moyenne de 32 microwatts.

Cette puissance a été conventionnellement répartie comme suit :

- 10 µW pour l'ensemble des signaux électriques et tonalités
- 22 µW pour les autres courants :
  - courants vocaux (échos inclus)
  - résidus de courants porteurs
  - signaux télégraphiques

On suppose que le système considéré supporte peu de circuits utilisés pour la télégraphie harmonique ou la phototélégraphie et on néglige la puissance des ondes pilotes.

9.2.3.3. CHARGE CONVENTIONNELLE D'UNE LIGNE A GRAND NOMBRE DE VOIES

On admet, pour le calcul du bruit d'intermodulation au-dessous du point de saturation, que le signal multiplex global (juxtaposition de toutes les fréquences de toutes les voies du système), au cours de l'heure chargée, peut être représenté par un signal constitué par un bruit erratique à spectre uniforme dont le niveau absolu de puissance moyenne, en un point de niveau relatif zéro, est donné par les formules suivantes :

a) en db $= 10 \log_{10} \overline{P}_{(n)} = -15 + 10 \log_{10} n$. pour $n \geqslant 240$

et $10 \log_{10} \overline{P}_{(n)} = -1 + 4 \log_{10} n$ pour $12 \leqslant n < 240$

(b) en néper $= \frac{1}{2} \operatorname{Log} \overline{P}_{(n)} = -1{,}73 + \frac{1}{2} \operatorname{Log} n$

et $\frac{1}{2} \operatorname{Log} \overline{P}_{(n)} = -0{,}115$

n étant le nombre total des voies téléphoniques du système.

Ces valeurs ne sont applicables qu'aux systèmes fonctionnant sans préaccentuation et où l'on emploie des amplificateurs différents pour les 2 sens de transmission.

Dans le cas de systèmes 12 + 12 ayant un amplificateur commun aux deux sens de transmission (système SAT-FZ) il est nécessaire d'admettre une charge conventionnelle différente et la formule devient :

$$\text{en db} = 10 \log_{10} \overline{P}_{(n)} = -0{,}1 + 5 \log_{10} n \quad \text{pour } n = 12$$

Ces formules fournissent une bonne approximation pour le calcul et les mesures du bruit d'intermodulation quand $n > 60$. Les mesures effectuées dans le cas où $n < 60$ sont légèrement plus éloignées de la réalité en raison de la grande différence qui existe alors entre la nature du signal réel et celle du signal de mesure.

9.2.3.4. METHODE DE MESURE - FACTEUR DE PONDERATION

La mesure, en ligne, du bruit global correspondant à une voie déterminée d'un système ne peut se faire qu'au moyen d'un appareil dit "sélectif" ayant une largeur de bande bien définie. Les mesures peuvent se faire avec un appareil spécial tenant compte de la pondération et donnant ainsi directement la valeur du niveau de puissance psophométrique.

Si, par contre, la mesure du bruit est effectuée avec un appareil ayant une largeur de bande de 4 kHz à caractéristique "affaiblissement fréquence" plate, le niveau de ce bruit doit être diminué de 3,6 db ou de 4,1 de N (facteur de pondération).

La mesure du bruit thermique en ligne sur une voie se fait facilement avec un des deux appareils cités ci-dessus, les extrémités de la ligne étant isolées des équipements terminaux et terminées sur leurs impédances nominales. Pour la mesure du bruit d'intermodulation, il est nécessaire de disposer d'un <u>générateur de bruit</u> qui simulera la charge conventionnelle du système (voir § 9.2.3.3.). Ce générateur produira le signal de bruit dans toute la bande utilisée par le système en essais <u>sauf</u> dans une largeur de bande de 4 kHz correspondant à la <u>voie</u> en mesure. L'appareil récepteur sélectionnera la bande de fréquence correspondant à cette voie.

<u>NOTA</u> : On doit remarquer que la mesure effectuée avec le générateur de bruit ci-dessus nous donne le <u>bruit global</u> : thermique + intermodulation. Pour obtenir le bruit d'intermodulation seul il conviendra de tenir compte de la valeur du bruit thermique déjà mesuré, en n'oubliant pas que <u>seules les puissances s'ajoutent</u> et que les opérations ne doivent s'effectuer que sur des résultats exprimés en <u>picowatts</u>. La conversion en décibels ou en népers ne doit être faite <u>qu'après.</u>

CHAPITRE XVIII

LA SIGNALISATION SUR LES CIRCUITS

1 - *CONSIDERATIONS GENERALES SUR LA SIGNALISATION*

Pour que l'exploitation des circuits téléphoniques soit possible, il est nécessaire que soit les opératrices, soit les organes électromécaniques situés aux deux extrémités de chaque circuit puissent, au même moment et sur le même circuit réaliser les opérations de commutation nécessaires à la mise en présence des abonnés.

Il faut pour cela échanger des signaux entre les deux extrémités de chaque circuit. C'est le problème de la Signalisation.

Considérée souvent comme secondaire lorsqu'on la compare aux problèmes de la transmission de la parole à grande distance, la question de la "Signalisation" sur les circuits téléphoniques interurbains n'a pas toujours retenu l'attention qu'elle aurait méritée.

L'extension considérable des relations téléphoniques interurbaines (nationales, internationales et intercontinentales), le besoin d'accroître la facilité et la rapidité d'établissement des communications, la recherche d'une qualité de service toujours meilleure ont placé les questions de signalisation, surtout en commutation automatique des circuits, au premier plan et posé, en cette matière, des problèmes nouveaux.

La solution de ces derniers a dû être recherchée dans le cadre des possibilités qu'offrent, pour la transmission des signaux, les circuits téléphoniques existants. Il est essentiel que les signaux s'échangent correctement si l'on veut une bonne qualité de service et un bon rendement des circuits dans les différents modes d'exploitation.

2 - *MODES D'EXPLOITATION*

L'établissement des communications téléphoniques interurbaines, régionales ou à grande distance peut s'effectuer par voie manuelle, semi-automatique ou automatique.

1° - Dans l'exploitation manuelle deux opératrices au moins interviennent pour établir la communication, une opératrice de départ (opératrice A) et une opératrice d'arrivée (opératrice B), la première recevant la demande de l'abonné demandeur, la seconde étant chargée de prolonger le circuit jusqu'à l'abonné demandé en utilisant selon les cas des liaisons manuelles ou des organes automatiques. S'il n'existe pas de liaisons interurbaines directes, une ou plusieurs opératrices "B" supplémentaires peuvent être amenées à intervenir dans les centres intermédiaires (bureaux de transit).

2° - On réserve le nom d'exploitation semi-automatique au cas où une seule opératrice (opératrice A) intervient dans l'établissement de la communication. Cette opératrice commande à distance avec un cadran ou un clavier les sélections, dans les bureaux automatiques distants, permettant d'atteindre l'abonné demandé. La liaison ainsi établie se compose donc de deux parties :

- En amont de l'opératrice : une chaîne, manuelle ou automatique permettant à l'abonné d'être en liaison avec celle-ci et de lui formuler sa demande ;

- En aval : une chaîne généralement entièrement automatique aboutissant à la ligne demandée et constituée par un circuit interurbain spécialisé et les organes de sélection automatique du bureau d'arrivée (éventuellement lorsque le transit est admis, le circuit interurbain peut être remplacé par l'ensemble de deux circuits interurbains mis bout à bout au moyen d'une chaîne automatique située au bureau de transit).

3° - L'exploitation entièrement automatique est celle dans laquelle aucune opératrice n'intervenant plus, l'abonné demandeur peut se mettre directement en rapport avec son correspondant éloigné par la seule manoeuvre de son cadran. La liaison établie comprend alors 3 parties :

- dans la ville du demandeur, la chaîne automatique dite de départ reliant ce dernier à travers son bureau automatique et une ligne auxiliaire au centre interurbain de départ qui dessert les circuits interurbains. Cette chaîne automatique peut emprunter les organes de plusieurs bureaux notamment dans les grandes villes si le demandeur est relié sur un bureau satellite ;

- entre la ville du demandeur et celle du demandé, un circuit interurbain à exploitation automatique spécialisé ou dans certains cas, et lorsque le transit est admis, l'ensemble de deux circuits interurbains mis bout à bout à travers une chaîne automatique de transit ;

- dans la ville du demandé, la chaîne automatique dite d'arrivée reliant l'équipement de circuit interurbain (au centre interurbain d'arrivée) à la ligne de l'abonné demandé. Cette chaîne automatique peut, elle aussi, emprunter les organes de plusieurs bureaux, lorsque le demandé dépend d'un bureau satellite.

Nous allons étudier la transmission sur les circuits interurbains, des signaux nécessaires à l'établissement des communications dans les deux modes principaux de commutation des circuits.

- La commutation manuelle - (Signalisation dite "manuelle")
- La commutation automatique (Signalisation dite "automatique").

2.1 - LA SIGNALISATION "MANUELLE"

Elle est réalisée de deux façons:

a) par fréquence basse (F.B.) à 50 Hz (circuits à 2 fils)

b) par fréquence vocale (FV) à 500/20 Hz (circuits à 4 fils)

2.2 - LA SIGNALISATION "AUTOMATIQUE"

Il existe plusieurs modes de transmission des signaux

A) par fréquence basse (F.B.) à 50 Hz - (circuits à 2 fils)

B) par fréquence vocale (F.V.) - (circuits à 4 fils)

1) Systèmes "mono fréquence" :

a) dans la bande téléphonique vocale (2000 ou 2280 Hz)

b) hors bande téléphonique vocale

- signalisation par porteur virtuel
- signalisation à 3825 Hz

2) Systèmes "multi fréquences" :

a) bi-fréquence (2040/2400 Hz ou 2400/2600 Hz)

b) code dit "2 parmi 5"

3 - *ETUDE DE LA SIGNALISATION MANUELLE*

Dans cette étude les signaux à transmettre sont : a) <u>le signal d'appel</u>
b) <u>le signal de fin</u>

3.1 - SIGNALISATION PAR FREQUENCE BASSE

Le moyen le plus simple est d'utiliser directement le courant d'appel à fréquence basse (50 Hz) des bureaux. Le courant est fourni, soit directement par le secteur à travers un transformateur, soit, en secours, par de petits alternateurs entraînés par des moteurs à courant continu alimentés par une des batteries du centre.

Ce mode de signalisation est utilisé exclusivement sur les circuits 2 fils (type "B.F.") de courte longueur. Si le circuit n'est pas muni de répéteurs, la transmission des signaux ne soulève aucune difficulté. En effet le circuit, équipé seulement de translateurs, transmet en général suffisamment bien les courants à 50 Hz pour ne nécessiter aucune installation spéciale dans les Centres de commutation manuelle et dans les centres d'Amplification. Mais si le circuit comporte des répéteurs, il faut tenir compte des faits suivants :

1° - Le répéteur "Deux fils" transmet mal les fréquences très basses car il n'est pas étudié pour cela (transformateurs, filtres).

2° - La tension d'émission des signaux est normalement de 75 volts ; la puissance de ces signaux est de beaucoup supérieure à celle des signaux de conversation, ce qui risque de surcharger les éléments actifs des amplificateurs (tubes ou transistors) voire même de les détériorer.

Il faut donc qu'un système de relais (ou tout autre système analogue) permette au courant de signalisation de contourner le répéteur ; on en profite pour substituer à la tension reçue à l'extrémité d'une section de câble et donc affaiblie, la tension d'une source locale à 75 volts qui régénère l'amplitude du signal émis à l'origine et pour propager ainsi les signaux de centre d'Amplification en centre d'Amplification (deux ou trois seulement à l'heure actuelle), jusqu'à l'extrémité du circuit où ils doivent avoir encore une tension suffisante pour actionner les systèmes récepteurs du centre de commutation.

Un tel dispositif de réception et de retransmission des signaux est appelé :

- <u>signaleur à fréquence basse</u> (signaleur F.B.) et il est monté en dérivation sur chaque répéteur. Nous verrons, en étudiant le principe de ces signaleurs, que par mesure de sécurité pour éviter les déclenchements intempestifs, on est obligé de retarder légèrement le système de retransmission ; la somme de tous les retards successifs ne doit pas dépasser une certaine valeur pour que l'exploitation du circuit soit satisfaisante.

Ce phénomène limite par conséquent le nombre de retransmission que l'on peut faire subir aux courants de signalisation et on n'a jamais pratiquement dépassé cinq retransmissions. A l'heure actuelle on se limite à trois au maximum. On voit donc bien que ce genre de signalisation ne convient qu'aux circuits à 2 fils courts.

3.1.1. <u>ETUDE DU SIGNALEUR "F.B"</u> (manuel)

3.1.1.1. PRINCIPE

Tout signaleur à fréquence basse devant pouvoir fonctionner dans les deux sens de transmission comportera <u>deux chaînes</u> de relais, l'une destinée à transmettre les signaux dans le sens O ⟶ E, l'autre dans le sens E ⟶ O.

Chaque chaîne comporte, en dérivation sur l'entrée du répéteur à deux fils pour le sens de transmission considéré, un relais récepteur R.R venant au travail sous l'action du courant de signalisation à 50 Hz venant du centre de commutation ou du Centre d'amplification précédent. Ce relais actionne, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un ou plusieurs autres relais, un relais retransmetteur RT du type à courant continu, qui envoie sur la ligne, de l'autre côté du répéteur le courant à 50 Hz de la source locale.

Un signaleur FB comporte donc deux paires de bornes :

- 1/2 bornes d'entrée ou de sortie suivant le sens de transmission du signal
- 1'/2' bornes de sortie quand 1/2 sont bornes d'entrée et bornes d'entrée quand 1/2 sont bornes de sortie.

Ces bornes sont placées en dérivation sur les fils de ligne du répéteur à deux fils, de part et d'autre de celui-ci.

3.1.1.2. CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT

Les conditions suivantes doivent être réalisées dans le fonctionnement du signaleur FB, type "manuel".

1° - Le relais récepteur est shunté par l'impédance d'entrée du répéteur, ce qui aurait pour effet de réduire le courant qui traverse ce relais et par conséquent de rendre son fonctionnement plus précaire si l'on ne prenait pas de précautions spéciales.

De plus la tension du signal à 50 Hz est toujours élevées devant celle des signaux téléphoniques (au minimum de 10 à 12 volts à l'extrémité d'un tronçon de câble) et risquerait de surcharger ou de détruire les éléments actifs de l'amplificateur (transistors) si elle était appliquée à l'entrée du répéteur.

On insère donc, entre les bornes du signaleur et les bornes d'entrée du répéteur, de chaque côté de celui-ci, des condensateurs de blocage, C_o et C_E , de valeur assez forte pour que leur impédance soit négligeable aux fréquences vocales, mais assez élevée cependant à la fréquence 50 Hz ; ils sont montés en série soit sur un seul fil (2 μF), soit sur les deux fils (4 μF chacun).

2° - Lorsqu'une chaîne fonctionne (par exemple celle du sens OE), l'autre (sens EO) ne doit pas pouvoir être mise en action et réciproquement, sinon chaque signal reçu donnerait lieu à un retour de signal vers l'origine et le signaleur, une fois déclenché resterait en position de fonctionnement permanent.

Chaque relais récepteur reçoit donc le courant à travers un contact de repos commandé par le relais récepteur de l'autre sens.

Ces considérations conduisent au schéma général simplifié de la figure 20, d'un signaleur 50 Hz (manuel) monté sur un répéteur à deux fils.

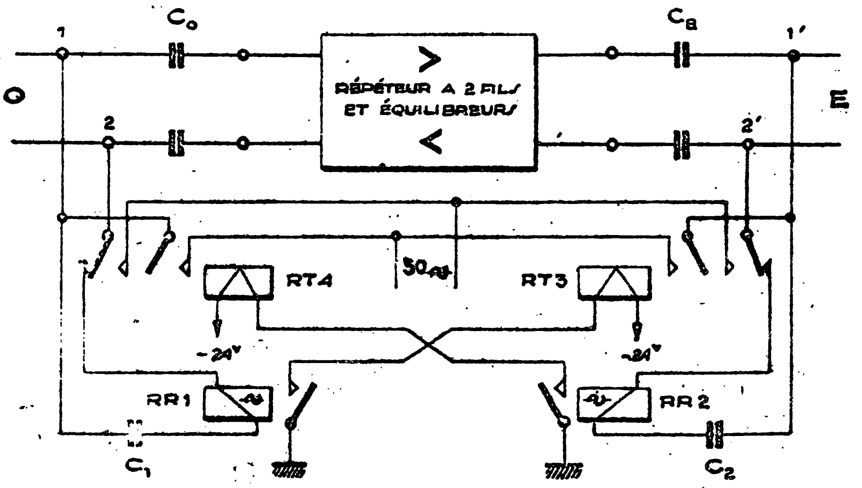


Fig - 20 -

3° - Le signaleur ne doit pas être actionné par les fréquences basses existant accidentellement sur le circuit et en général de très courte durée (décharge de condensateur par exemple).

On évite ces risques de déclenchements intempestifs :

a) en accordant le relais récepteur sur la fréquence à recevoir. Cet accord est réalisé au moyen d'un condensateur en série formant circuit résonnant à 50 Hz avec la self-inductance du relais. On obtient de plus, ainsi, une surtension aux bornes du relais.

b) en introduisant un léger retard dans la chaîne de retransmission, tel que seul un signal à 50 Hz d'une certaine durée puisse actionner le signaleur. On obtient ce résultat, soit en rendant le relais de retransmission RT retardé à l'attraction par adjonction d'une chemise de cuivre sur l'enroulement ou d'un système électrique à constante de temps, soit par insertion dans la chaîne d'un ou plusieurs relais supplémentaires retardés au fonctionnement.

4° - Mais ces retards au fonctionnement ne doivent pas être trop important (de l'ordre de 0,1 seconde), car ils limitent le nombre de retransmission possibles et gênent l'exploitation comme nous l'avons déjà dit.

De plus, ils écourtent le signal retransmis qui, après passage dans plusieurs signaleurs, risque alors d'être de trop courte durée pour pouvoir actionner le système récepteur du Centre de commutation d'arrivée.

Aussi la chaîne de retransmission est-elle en général retardée au relâchement pour prolonger le signal retransmis après sa disparition à l'entrée du signaleur, de façon que la durée du signal retransmis ne soit pas différente de la durée du signal à retransmettre de plus de 0,1 seconde.

Ce retard au relâchement s'obtient par chemisage de cuivre ou par l'adjonction de systèmes électriques à constantes de temps.

5° - Les relais récepteurs (qui sont des relais alternatifs, en général à noyau feuilleté et armature assez lourde pour assurer un bon contact de travail malgré les vibrations dûes au courant à 50 Hz), restent en permanence en dérivation sur la ligne pendant la conversation. Ils doivent donc présenter, pour les fréquences des courants de conversation, une impédance suffisamment élevée pour que l'affaiblissement introduit à ces fréquences soit faible (du maximum 0,5 décinéper pour un signaleur).

6° - Par son fonctionnement, le signaleur applique la source locale de signal à 50 Hz en dérivation sur les deux fils de la ligne à la sortie du répéteur. Or l'impédance interne de cette source est obligatoirement très faible ($< 10 \Omega$). Si l'on ne prend pas de précautions spéciales un des transformateurs différentiels se trouvera déséquilibré et le répéteur risquera d'"amorcer".

Pour éviter l'entretien d'oscillations, au moyen de contacts supplémentaires du relais RT on peut :

- soit couper le circuit de réaction : court circuit de l'entrée des amplificateurs.

- soit rétablir l'équilibre en court-circuitant à la fois le côté ligne et le côté équilibreur du transformateur différentiel en cause.

7° - Le relais récepteur doit être assez sensible pour pouvoir fonctionner dans des conditions très variables de tension.

A l'émission on prévoit souvent des résistances de réglage du courant à 50 Hz émis.

3.1.1.3. DIVERSES MODALITES DE REALISATION

Suivant la manière et le degré dont les différentes conditions ci-dessus sont réalisées, la constitution du signaleur est plus ou moins complexe. Dans sa réalisation la plus simple, il comporte 4 relais en deux chaînes, mais le plus souvent il en comporte beaucoup plus (6 et même 8 relais). Certains de ces relais peuvent d'ailleurs être communs aux deux chaînes.

Ces signaleurs ne sont utilisables que sur des circuits exploités en commutation manuelle.

3.2 - SIGNALISATION PAR FREQUENCE VOCALE

Sur les circuits à 4 fils de la technique BF, il est impossible d'utiliser la signalisation du type FB à 50 Hz car le nombre de retransmission serait trop élevé.

On emploie comme courant de signalisation sur le circuit proprement dit un courant sinusoïdal de fréquence appartenant à la bande de fréquences vocales transmises, qui est alors amplifié et transmis par les amplificateurs comme les courants de conversation. On choisit la fréquence 500 Hz (parfois 2000 Hz). Mais pour ne pas compliquer les installations des meubles manuels, il faut alors disposer à chaque extrémité du circuit, d'un appareil qui, recevant à une extrêmité un signal à 50 Hz émis du Centre de commutation par l'opératrice, substitue à ce courant un courant à 500 Hz et, à l'autre extrêmité fasse correspondre à la fréquence 500 Hz reçue, un courant à 50 Hz qui puisse actionner, sans précautions spéciales, le système récepteur du meuble interurbain.

Il n'y a alors qu'un seul organe appelé :

Signaleur à fréquence vocale (signaleur FV) à chaque extrémité du circuit, quelle que soit sa longueur.

Mais ce signaleur reste alors en dérivation permanente sur les courants de conversation et il faut prendre des précautions pour en éviter le déclenchement à l'arrivée sous l'action des courants à 500 Hz qui peuvent exister dans la parole transmise.

Pour permettre au système récepteur d'identifier le courant de signalisation, il faut particulariser ce courant. La solution consiste à utiliser un courant à 500 Hz découpée 20 fois par seconde (1/40 seconde : émission 1/40 de seconde : coupure) et que l'on appelle courant 500/20. Pour éviter tout déclenchement intempestif les systèmes récepteurs comportent toujours en plus, un certain retard dans la transformation du 500/20 en 50 Hz à l'arrivée (de 0,4 à 0,8 seconde).

Dans le cas de circuits 4 fils cités plus haut, le signaleur FV est généralement accolé au termineur du circuit.

Le courant de signalisation à 500/20 des Centres d'Amplification est fourni en général par un alternateur à fer tournant avec came donnant le découpage et parfois par un oscillateur spécial à découpage par relais.

Avec ce type de signaleur il a existé un système dit d'appel et fin "différenciés" (500 et 500/20) avec émission automatique de ces signaux. Ce système était utilisé avec les "tricordes permettant la commutation manuelle en 4 fils des circuits dans les Centres de transit régionaux principaux.

Dès l'avènement de la commutation automatique ce système a été progressivement supprimé et il a maintenant complètement disparu du Réseau National des Circuits Interurbains.

3.2.1. ETUDE DU SIGNALEUR FV A 500/20

3.2.1.1. PRINCIPE

Un signaleur a fréquence vocale est, d'après ce que nous avons vu, un appareil convertisseur et retransmetteur de signaux d'appel et de fin qui pouvait être émis à la même fréquence ou différenciés.

Il présente deux chaînes de fonctionnement.

1) Dans le sens "2 fils" vers "4fils" : il reçoit du centre de commutation manuel demandeur :

a) soit directement du courant FV à 500 Hz qui se transmet directement sur le circuit comme un courant de conversation et le signaleur n'intervient pas.

b) soit du courant à 50 Hz qui provoque alors l'émission sur le circuit de courant FV à 500/20 par une première chaîne de conversion.

2°) Dans le sens "4 fils" vers "2 fils", il reçoit venant du circuit :

a) soit du courant FV à 500 Hz et provoque alors, par l'intermédiaire d'une deuxième chaîne de conversion l'envoi vers le centre manuel d'une tension continue (24 ou 48 v) en parallèle sur les deux fils de ligne.

b) soit du courant FV à 500/20 qui provoque l'envoi vers le centre manuel d'un courant à 50 Hz de façon classique.

Cette deuxième chaîne de conversion comporte un ensemble commun aux deux cas, constitué par un amplificateur sélectif à 500 Hz en dérivation permanente sur la paire "Réception" du circuit.

Deux systèmes "détecteurs" transforment alors après l'amplificateur, le signal à 500 Hz pur en courant continu, le signal à 500/20 tout d'abord en signal à 20 Hz puis par l'intermédiaire de relais en signal à 50 Hz sur les fils de ligne vers le Centre manuel.

3.2.1.2. CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT

Les conditions suivantes doivent être réalisées dans le fonctionnement du signaleur.

1°) pour éviter les retours de signalisation, le fonctionnement de l'une des deux chaînes doit bloquer en position de repos la chaîne de l'autre sens.

2°) pour ne pas créer de confusion dans la signification des signaux, la réception d'un signal à 500/20 ne doit rigoureusement pas provoquer l'envoi de courant continu et inversement la réception d'un signal à 500 Hz (pur) ne doit pas provoquer l'envoi d'un signal à 50 Hz.

3°) Dans chaque sens de fonctionnement la ligne est en général sectionnée en deux tronçons, l'un côté FB, l'autre côté FV, de façon que le courant à émettre soit bien envoyé dans la direction convenable, sans mélange avec le courant reçu.

4°) Le fonctionnement du signaleur ne doit produire aucun déséquilibre sur le circuit, risquant de provoquer l'amorçage d'oscillations (terminaison des accès isolés sur 800 Ω ou 600 Ω).

5°) pour éviter les déclenchements intempestifs sous l'action des fréquences 500 ou 500/20 contenues quelquefois dans la parole, on introduit dans la chaîne réception FV ⟶ FB :

a) un double accord, d'une part sur 500 Hz, d'autre part sur 20 Hz.

b) un retard de fonctionnement de 0,4 à 0,8 seconde (quelque fois plus dans certaines régions) de telle façon que la réception d'un courant accidentel d'une durée inférieure au retard du signaleur ne donne lieu à aucune émission de courant côté "ligne deux fils" du termineur.

6°) Des condensateurs de blocage doivent pour les mêmes raisons que dans les signaleurs à fréquence basse, arrêter les signaux à 50 Hz arrivant par la ligne deux fils, après la dérivation donnant accès au système récepteur à FB. Ces condensateurs doivent, bien sûr, être reproduit ou faire partie de l'équilibreur dit "de Bureau".

7°) Le système récepteur FB et l'amplificateur sélectif à 500 Hz, étant en dérivation permanente sur le circuit doivent avoir une impédance d'entrée élevée, pour que l'affaiblissement introduit par le signaleur aux fréquences vocales soit faible (inférieur à 0,5 décinéper dans la bande transmise).

8°) Les courants de conversation passant par des contacts de repos de relais, ces contacts doivent être améliorés soit en les doublant, soit en y faisant passer un faible courant continu permament dit "courant de décrassage".

Le schéma de principe théorique simplifié d'un termineur signaleur FV à 500/20 (type dit "de transit") est donné par la figure 21.

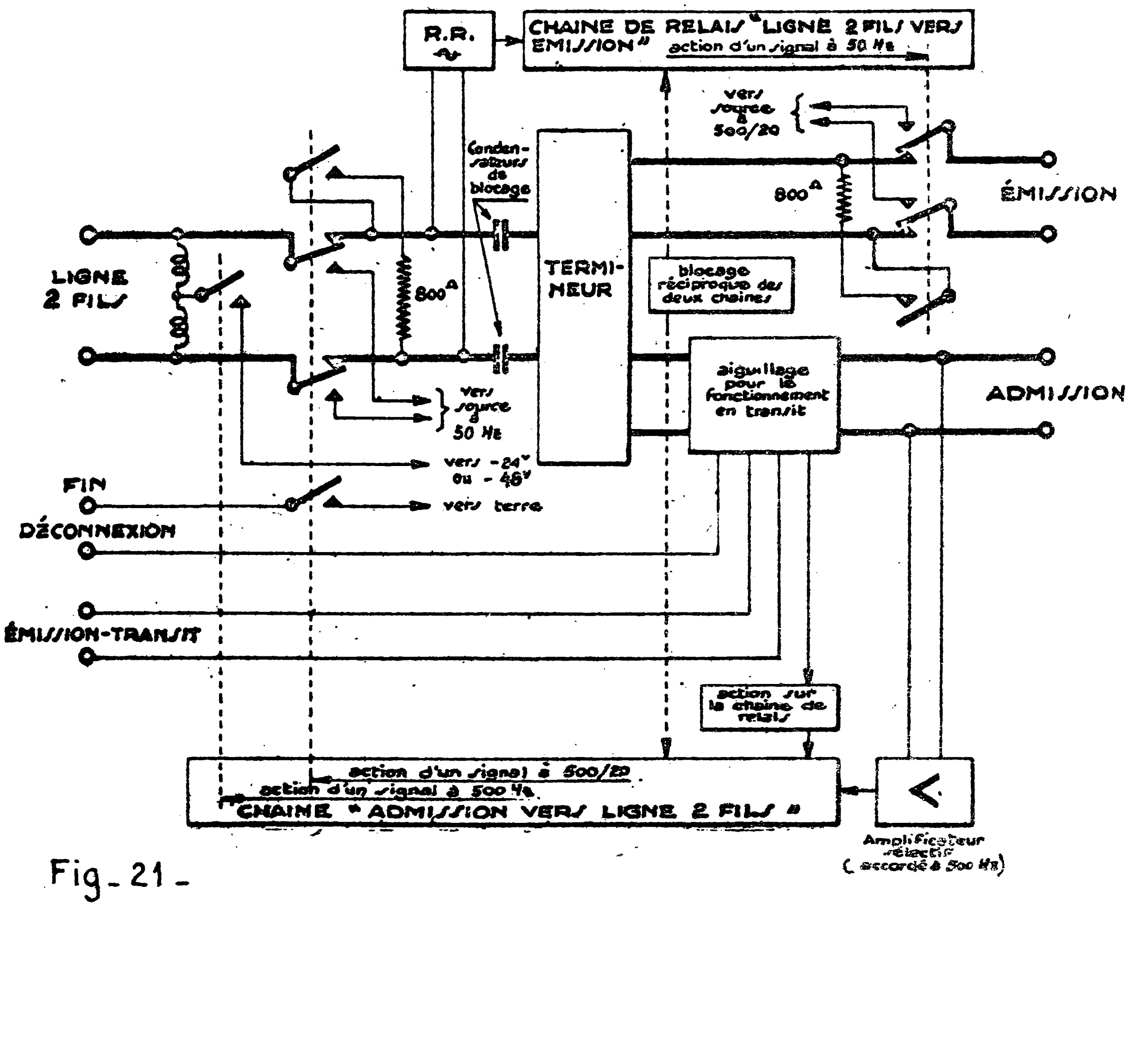


Fig-21-

3.2.1.3. CONDITIONS DE MESURE ET DE REGLAGE DES COURANTS

a) Courant à 50 Hz : La source locale fournissant une tension au moins égale à 75 volts, efficaces des résistances de réglage de l'émission de ce courant vers le centre manuel sont prévues sur chaque fils.

b) Courant à 500 Hz : Son niveau ne doit jamais dépasser la valeur fixée par les règlements d'Exploitation (au maximum niveau égal à celui des courants de conversation au même point).

c) Courant à 500/20 : La mesure de ce courant doit se faire découpage arrêté. En effet pendant un temps T la fréquence est émise pendant le temps T/2 ; la puissance reçue dans une résistance de 600 Ω par exemple est la moitié de celle qui serait reçue si le signal n'était pas découpé. En supposant que l'appareil de mesure utilisé soit parfait (pas d'inertie), la différence de niveau de tension mesuré avant et après découpage devrait être de 0,35 néper. Il n'en est malheureusement rien et pour éviter de grosses erreurs le réglage du courant à 500/20 doit se faire comme si il n'était pas découpé.

Seul l'emploi d'un appareil sans inertie (type voltmètre de crête) peut permettre le réglage sur le signal découpé.

4 - ETUDE DE LA SIGNALISATION AUTOMATIQUE AVANTAGES DE L'AUTOMATISATION

L'exploitation semi-automatique a été développée depuis quelques années dans le but d'obtenir un meilleur rendement des circuits interurbains et de soulager dans une large mesure le travail des opératrices, dont la tâche devenait d'autant plus pénible que le trafic augmentait. Les relevés statistiques d'exploitation montrent en effet qu'un circuit exploité manuellement permet d'écouler en moyenne à l'heure chargée 9 unités de conversation de 3 minutes (soit 27 minutes de taxation sur 60 ou un trafic de 0,45 Erlang), tandis que le même circuit exploité semi-automatiquement, compte tenu d'une économie d'environ 60 % dans la durée d'établissement de chaque communication (40 secondes au lieu de 100 secondes par communication) permet d'écouler en moyenne 12 unités à l'heure chargée (soit 36 minutes de taxation à l'heure ou un trafic de 0,6 Erlang).

L'économie se manifeste donc non seulement par la suppression des opératrices d'arrivée, mais par une réduction du nombre d'opératrices de départ et de circuits pour le même trafic. On peut dire en particulier qu'avec un nombre égal de circuits les recettes peuvent être augmentées d'un tiers ou encore qu'à trafic égal, le nombre de circuits peut être réduit d'un quart.

L'exploitation semi-automatique est donc largement payante, c'est la raison pour laquelle elle c'est si largement développée. A l'étranger, notamment en Angleterre et aux Etats-Unis, elle est restée jusqu'à ces dernières années, le but principal des efforts pour l'établissement des liaisons interurbaines à grande distance. En France, depuis 1945, les principaux bureaux automatiques de province ainsi que la zone de Paris ont été progressivement entourés d'un réseau rayonnant de circuits à exploitation semi-automatique de trafic terminal permettant à un grand nombre de petites villes dans un rayon d'une centaine de kilomètres d'atteindre les abonnés de la zone automatique en déchargeant d'autant les positions B.

Mais jusqu'ici cette exploitation s'est pratiquement limitée au trafic terminal du fait notamment que les équipements de commutation ne sont pas prévus dans les bureaux de province pour effectuer le transit en 4 fils et que l'équivalent des circuits existants interdit de les utiliser pour le transit.

L'exploitation intégralement automatique qui existe depuis fort longtemps sur des liaisons relativement courtes à l'étranger, notamment en Suisse, en Belgique a été réalisé pour la première fois sur une longue distance (500 km) et sur un faisceau à fort trafic (45 circuits à la mise en service) le 1er décembre 1951 sur la liaison Paris-Lyon.

Les principaux avantages qu'apporte l'exploitation automatique intégrale sont pour l'abonné : la rapidité d'établissement des communications (suppression de l'exploitation avec attente), la commodité d'emploi, l'amélioration de la qualité de service ; et pour l'administration : le bénéfice résultant de la suppression des opératrices, la simplification des opérations de comptabilité amenée par l'imputation des taxes au compteur, l'augmentation du rendement des circuits et surtout l'accroissement très sensible du trafic qui suit systématiquement la mise en exploitation automatique d'une liaison (de 15 à 20 %).

En contrepartie, l'exploitation automatique impose des sujétions assez sévères notamment en ce qui concerne les qualités de service exigées des divers organes de commutation ou de transmission. Elle oblige également à un regroupement des circuits interurbains en faisceaux plus importants dont le rendement est meilleur que celui des petits faisceaux.

Il faut remarquer cependant que l'augmentation du rendement des circuits ne signifie pas forcément que l'on pourrait, par l'automatisation faire une économie sur le nombre des circuits desservant une direction. En effet il faut tenir compte, d'une part, du fait que la mise en service en automatique d'une liaison provoque un afflux de trafic important, d'autre part, du fait qu'en automatique il est moins facile d'étaler les pointes de trafic qu'en exploitation manuelle où les appels vers une direction encombrée peuvent être aiguillés vers des positions de trafic différé et ne se manifestent pas à plusieurs reprises sous forme de tentatives inefficaces.

4.1 - PLAN DE NUMEROTAGE DES ABONNES (extrait de l'ouvrage de M. E FRECHOU)

Le plan national de numérotage comporte les dispositions suivantes :

1° Quel que soit son centre de rattachement, un abonné automatique est caractérisé, au centre principal, par un numéro à quatre chiffres M C D U dont le premier ou les deux premiers peuvent éventuellement être utilisés pour reconnaître le centre de rattachement si l'abonné n'est pas desservi directement par le centre principal;

2° Cette numérotation à quatre chiffres, valable pour un réseau à un seul bureau, ne l'est plus si on veut autoriser l'appel par voies automatiques d'autres réseaux identiques.

Pour distinguer les réseaux entre eux, le numéro local de l'abonné est précédé d'un indicatif à deux chiffres P Q choisi pour que la numérotation existant dans le réseau ne soit pas trop bouleversée.

Ainsi, à l'exception des départements de la Seine, Seine-et-Oise et Oise et Seine-et-Marne, tous les abonnés du territoire sont caractérisés par un numéro à six chiffres P Q M C D U qui figure officiellement dans l'annuaire du département auquel appartient l'abonné.

3° Les services spéciaux continuant d'être accessibles au moyen d'un numéro à deux chiffres dont le premier est le chiffre 1, l'utilisation des séries de numérotage 10 à 19 est pratiquement interdit, ce qui limite à 90 le nombre de P Q utilisables pour l'appel des abonnés, c'est-à-dire pratiquement 900 000 abonnés.

Comme il est impossible de diviser le territoire en tranches de 900 000 abonnés ce qui, dans la situation actuelle du réseau national, aurait permis d'avoir une numérotation à sept caractères, par suite de l'obligation d'incorporer les bureaux de Paris déjà numérotés à sept chiffres au moyen de trois lettres et de quatre chiffres, dans le plan national de numérotage, la commission d'étude du plan à conservé la numérotation actuelle de Paris et ménagé, pour la province, les possibilités d'extension en créant un indicatif de zone à deux chiffres A B qui a été attribué, pour le moment, au département ; d'où son nom d'indicatif départemental.

Ainsi un abonné est caractérisé par deux numéros:

- sur le plan "régional" un numéro à six chiffres P Q M C D U dont les deux, trois ou quatre premiers chiffres permettent de déterminer le centre de rattachement ;

- sur le plan "national" un numéro à huit chiffres A B P Q M C D U dont les deux premiers chiffres indiquent le département auquel il appartient.

4.1.1. <u>ZONE DE NUMEROTATION REGIONALE</u>

Avec ce procédé de numérotation, les possibilités d'extension sont très étendues (en numérotation nationale intégrale 1000 000 d'abonnés par zone). D'autre part, une proportion très importante de trafic ne dépasse pas le cadre du département ou des départements limitrophes, aussi la Commission a-t-elle admis que, pour simplifier les manoeuvres exigées de la part des abonnés, il leur serait possible d'obtenir leurs correspondants les plus proches au moyen d'une numérotation à six chiffres en créant une zone de numérotation limitée à 90 P Q.

En principe, chaque zone de numérotage régionale comprend le département où est situé l'abonné demandeur et les départements limitrophes. De ce fait, les diverses zones régionales de numérotation ne sont pas jointives et se recouvrent mutuellement.

Comme les relations entre deux départements sont réciproques, il a fallu prendre des précautions pour éviter qu'un même indicatif P Q régional ne représente deux directions différentes.

Pour permettre de déterminer, pour chaque département, la zone de numérotage régionale il a fallu admettre un certain nombre d'exceptions. C'est ainsi que les départements qui constitue la zone de numérotation à sept caractères de Paris ne sont pas accessibles, en numérotation régionale, aux départements limitrophes et réciproquement.

De même, les départements de Savoie et de Haute-Savoie ont le département du Rhône dans leur zone de numérotage régionale mais la réciproque n'est pas possible par suite de l'importance de ce département et de sa propre zone de numérotation à six caractères.

4.1.2. NUMEROTATION NATIONALE

Pour appeler un correspondant n'appartenant pas à sa propre zone régionale, un abonné composera successivement sa cadran :

a) Le préfixe "16" qui caractérise l'appel du "national" ;

b) Après audition d'une deuxième tonalité de manoeuvre, le préfixe départemental A B ;

c) Enfin le numéro régional P Q M C D U du demandé.

C'est donc dix chiffres que l'abonné devra composer sur son cadran pour obtenir son correspondant, mais déjà il convient de souligner que les deux premiers chiffres servent uniquement à indiquer aux organes de commutation qu'il s'agit d'un appel à destination de la chaîne nationale.

En principe, il existe donc cent combinaisons AB possibles qui pourraient donner éventuellement accès à cent zones régionales différentes. En réalité, il n'en est rien si on considère que la région parisienne continue à bénéficier de sa numérotation initiale à sept caractères comportant :

- trois lettres plus quatre chiffres pour un abonné du département de la Seine, les trois lettres constituant en général les trois premières lettres d'un quartier ou d'une artère très connus dans la capitale ou dans sa banlieue ;

- sept chiffres commençant par 9 pour un abonné appartenant aux autres départements de la zone régionale de Paris.

Pour que le nombre total de caractères composés après le préfixe "16" soit constant et toujours égal à 8, il a été admis que l'indicatif départemental attribué à la zone de Paris serait le chiffre 1 ce qui implique que les séries 10 à 19 sont systématiquement réservées pour l'appel en "national" des abonnés appartenant à cette zone.

En outre, il a été jugé raisonnable de conserver une série complète (la série 00 à 09) pour permettre éventuellement la mise en service de relations automatiques internationales de voisinage, tant que des dispositions définitives concernant ce mode d'exploitation ne seront pas arrêtées (centre international automatique de départ (19) par exemple)

Ainsi la numérotation est limitée à quatre vingts A B, alors que la division administrative française comporte quatre-vingt-neuf départements dont les quatre départements de la zone régionale de Paris groupés sur les indicatifs 10 à 19, il a fallu jumeler sous un même indicatif certains départements constituant un ensemble au point de vue du trafic téléphonique :

La Meurthe-et-Moselle et la Meuse sont groupés sur le 28 ;
La Haute-Garonne et l'Ariège sont groupés sur le 61 ;
Le Gers et les Hautes-Pyrénées sont groupés sur le 63 ;
Le Tarn et le Tarn-et-Garonne sont groupés sur le 63 ;
L'Ardèche et la Drôme sont groupés sur le 75 ;
La Savoie et la Haute-Savoie sont groupés sur le 79 ;
Les Hautes-Alpes et les Basses Alpes sont groupés sur le 92.

4.2 - CODES DE SIGNALISATION

La mise en service d'une relation à exploitation automatique pose des problèmes de signalisation qui sont communs à la fois au Service des L.G.D. et aux Services de Commutation.

Pour retransmettre d'un bout à l'autre d'un circuit interurbain les renseignements nécessaires pour faire connaître aux organes de commutation aux opératrices ou aux abonnés le stade de progression, d'une demande de communication, on utilise des signaux électriques et des tonalités audibles.

Les signaux électriques sont constitués par des émissions de courant continu ou alternatif susceptibles d'être détectés par des organes électriques ou électroniques, appropriés et de provoquer une modification de l'état des chaînes de commutation distantes tandis que les tonalités n'ont, en général, aucun effet sur l'état des organes de commutation.

On réserve le nom de "Code de signalisation" à l'ensemble des signaux électriques qui sont nécessaires pour assurer toutes les opérations d'établissement d'une communication, ces signaux étant définis en nature, en durée et d'après leur ordre de succession au cours de la progression de l'établissement de cette communication.

Il existe un nombre considérable de "Codes" possibles. Nous donnerons un bref aperçu des principaux codes utilisés sur le réseau national et renvoyons le lecteur, pour une étude plus approfondie du problème aux ouvrages spécialisés.

4.2.1. PRINCIPAUX SIGNAUX A TRANSMETTRE.

Pour effectuer, à distance, la commande des chaînes de sélection automatique, un certain nombre de fonctions doivent être remplies et il y a évidemment autant de signaux dans le système qu'il y a de fonctions différentes à remplir.

Les fonctions essentielles sont au nombre de six : elles se retrouvent dans tous les systèmes de signalisation adoptés jusqu'ici :

1° Prise : la première chose à faire lorsqu'on veut effectuer une sélection à distance est de prévenir le bureau d'arrivée de cette intention, la fonction de prise du circuit consiste à mettre en état d'alerte l'équipement distant, c'est donc un ordre émanant du bureau de départ.

2° Invitation à transmettre : après avoir reçu l'ordre constitué par le signal de prise, les équipements du bureau d'arrivée ne sont pas instantanément prêts en général, à recevoir les renseignements concernant l'acheminement à donner à l'appel : il faut au préalable qu'un enregistreur soit connecté à l'équipement d'arrivée du circuit. Lorsque les manoeuvres correspondantes ont été effectuées, le bureau d'arrivée en prévient le bureau de départ par un signal électrique en retour appelé "invitation à transmettre" dont le but est de déclencher l'émission des signaux de numérotation.

3° Numérotation : sachant maintenant que les équipements distants sont en mesure de recueillir les renseignements concernant l'acheminement de l'appel, l'enregistreur du bureau de départ fournit ces renseignements sous forme d'un signal électrique complexe constitué le plus souvent par des trains d'impulsions représentant les chiffres du numéro demandé mais parfois aussi, sous forme d'impulsions codées (code arythmique ou code binaire). Le résultat de cette émission est de transférer à l'enregistreur du bureau d'arrivée, les informations retenues jusque-là en mémoire par l'enregistreur de départ. Ces informations peuvent reproduire identiquement les chiffres composés au cadran par le demandeur mais le plus souvent les premiers de ces chiffres sont altérés par l'enregistreur de départ de façon à simplifier l'acheminement ultérieur.

La numérotation est constituée actuellement par des trains d'impulsions périodiques au rapport 50/50 ou 66/33 représentent les chiffres du numéro demandé ; dans le futur, elle pourra se présenter sous forme d'impulsions codées (en code 2 parmi 5, par exemple) dans la signalisation multifréquence ;

4° Réponse : le bureau d'arrivée ayant reçu tous les renseignements nécessaires à la sélection de la ligne demandée procède à la mise en place des organes de commutation et les organes communs sont libérés à la manière habituelle, l'abonné demandé est sonné et pendant ce temps des tonalités sont émises vers l'abonné demandeur pour le faire patienter. Les organes de commutation au bureau de départ n'ont pas pendant ce temps de fonctions essentielles à assumer sauf la continuité du circuit de conversation. Par contre au moment où l'abonné demandé décroche son combiné pour répondre, il est essentiel que les organes de taxation du bureau de départ en soient prévenus : c'est le but du signal de réponse, signal en retour émis par le bureau d'arrivée : c'est un signal de supervision.

5° Raccrochage : lorsque l'abonné demandé raccroche le premier un second signal de supervision est émis dans le sens retour, il a pour but de préparer la libération du circuit. On pourrait penser qu'une tonalité suffirait pour renseigner le demandeur sur la fin de la conversation mais un signal électrique est nécessaire pour permettre de rallumer la lampe de supervision d'un dicorde lorsqu'une opératrice intervient dans l'établissement de la communication. L'intérêt de ce signal est également de permettre une libération rapide du circuit dans le cas où l'abonné demandeur ne raccroche pas immédiatement.

6° Libération : lorsque le bureau de départ constate que la communication est terminée - soit parce que l'abonné demandeur a raccroché soit parce qu'une temporisation a joué après le raccrochage du demandé - il émet un signal électrique dont le but est de provoquer la déconnexion des organes en prise à l'extrémité d'arrivée.

En règle générale, pour que ce signal soit bien distinct des autres signaux émis il est caractérisé par sa durée : c'est un signal long, ce qui à cette phase de la communication ne présente aucun inconvénient.

4.2.1. CODES UTILISES

Le premier code utilisé fut le code simplifié SRCT qui ne comportait que les six signaux essentiels que nous venons d'énumérer. Malgré sa simplicité il est pratiquement abandonné, car il présentait l'inconvénient grave de laisser la communication sous le contrôle exclusif du demandeur dans le cas d'occupation du demandé.

On utilise maintenant des codes avec "signaux de fin de sélection". Le signal "abonné occupé" qui est émis par le centre de communication d'arrivée lorsque les organes de sélection de ce Centre ne peuvent atteindre la ligne du demandé, soit parce qu'elle est réellement occupée, soit pour toute autre raison d'encombrement.

Ce signal permet de libérer immédiatement le circuit et d'envoyer une tonalité d'occupation vers l'abonné demandeur.

Un signal "abonné libre" est aussi utilisé pour éviter des fautes de taxation dans certains cas d'aboutissement spécial.

Le tableau suivant donne, pour les codes dont il été question ci-dessus : Code SRCT simplifié, Code 2 FR, Code Normalisé, la situation chronologique des différents signaux émis par les équipements de commutation des deux extrémités.

Signaux	Code simplifié S.R.C.T.	Code type 2 FR	Code normalisé	
			Avec alternées en cas d'occupation	Avec signaux de fin de sélection
1. Prise	100 ± 20 ms →	100 ± 20 ms →	100 ± 20 ms →	100 ± 20 ms →
2. Invitation à transmettre	100 ± 20 ms ←	100 ± 20 ms ←	100 ± 20 ms ←	100 ± 20 ms ←
3. Numérotation	50/50 → → →	60/40 → → →	50/50 ou 66/33 → → →	50/50 → → →
4. Occupation (fin de sélection abonné occupé).	Tonalité cadencée audible.	Train ininterrompu. 100/250/100/250 ← ←	Train ininterrompu. 100/250/100/250 ← ←	100 ± 20 ms ←
5. Fin de sélection demandé libre.	Retour d'appel audible.	Retour d'appel audible.	Retour d'appel audible.	100/100/100 ← ← Retour d'appel audible.
6. Réponse du demandé	100 ± 20 ms ←	100 ± 20 ms ←	100 ± 20 ms ←	100 ± 20 ms ←
7. Raccrochage du demandé.	Train ininterrompu. 100/250/100/250 ← ←	Train ininterrompu. 100/250/100/250 ← ←	Train ininterrompu. 100/250/100/250 ← ←	Train interrompu 100/250/100/250 ← ←
8. Fin (libération)	500 minimum →	500 minimum →	500 minimum →	500 minimum →

Chaque signal électrique est défini par sa durée, son sens de transmission et sa place dans la phase d'établissement de la communication.

D'autres codes sont actuellement utilisés dans le réseau national (code SOCOTEL, CODE PENTACONTA) et utilisent la signalisation "multifréquence" (2 parmi 5).

De plus, en exploitation Internationale, on doit citer :

- le code "Monofréquence" (CCIT n° 3) à 2280 Hz
- le code "Bifréquence" (CCIT N° 4) à 2040/2400 Hz
- le code France-USA (Bifréquence CCIT n° 5) à 2400/2600 Hz.

4. SIGNALISATION AUTOMATIQUE A FREQUENCE BASSE (50 Hz).

Ce mode de Transmission fut le premier utilisé mais uniquement sur les circuits de type "deux fils". A cause des difficultés qui déjà, se manifestaient en signalisation manuelle sa portée est limitée et l'expérience a montré qu'un tel circuit ne devait pas comporter plus de deux répéteurs situés dans des centres LGD, ou plus précisément de trois tronçons de câble à signalisation "FB". Les répéteurs peuvent être "terminaux" ou "intermédiaires" selon qu'ils sont situés à l'une des extrémités du circuit ou intercalés entre deux tronçons du circuit.

4.3.1. ETUDE DU SIGNALEUR FB

4.3.1.1. PRINCIPE DE TRANSMISSION DES SIGNAUX

L'utilisation du courant à 50 Hz sur les circuits deux fils munis de répéteurs n'est possible que si ces répéteurs sont suivis d'un équipement convenable apte à retransmettre les signaux dans les deux sens et appelé :"Signaleur retransmetteur d'impulsions".

L'emploi du 50 Hz comporte dans son principe même une cause de distorsion des signaux du fait qu'une période complète de la source dure 20 millisecondes et que les durées d'attraction et de retombée du relais qui détecte le courant de signalisation varient dans de larges limites selon la phase présentée par le courant à 50 Hz au moment ou commence et se termine le signal.

Cette distorsion systématique du signal dûe à l'utilisation de la fréquence 50 Hz porte le nom de "dispersion", pour éviter de la confondre avec la distorsion dûe aux relais dont les temps d'attraction et de relachement ne sont pas identiques.

Ce phénomène de dispersion ayant d'autant plus d'importance que les signaux sont plus courts, des essais ont été effectués afin de déterminer la valeur optimale du rapport d'impulsion des signaux de numérotation. Les résultats obtenus ont montré que 55 m/s était la durée donnant des variations de distorsion symétriques, et le rapport 50/50 a été normalisé pour des raisons techniques de découpage de cames.

Les signaleurs ont été étudiés pour que la retransmission des impulsions de numérotation ne soit pas altérée de plus de ± 3 millisecondes au moment des mesures et ± 4 millisecondes en exploitation pour tenir compte des variations de tension.

Ceci implique, bien sûr, que le signaleur soit attaqué par des signaux parfaitement bien calibrés. L'expérience montre que, quelquefois, un signal doit volontairement être déformé pour "précorriger" une distorsion non corrigeable à l'arrivée.

Deux types principaux de signaleurs sont utilisés sur le Réseau National des Lignes à Grande Distance.

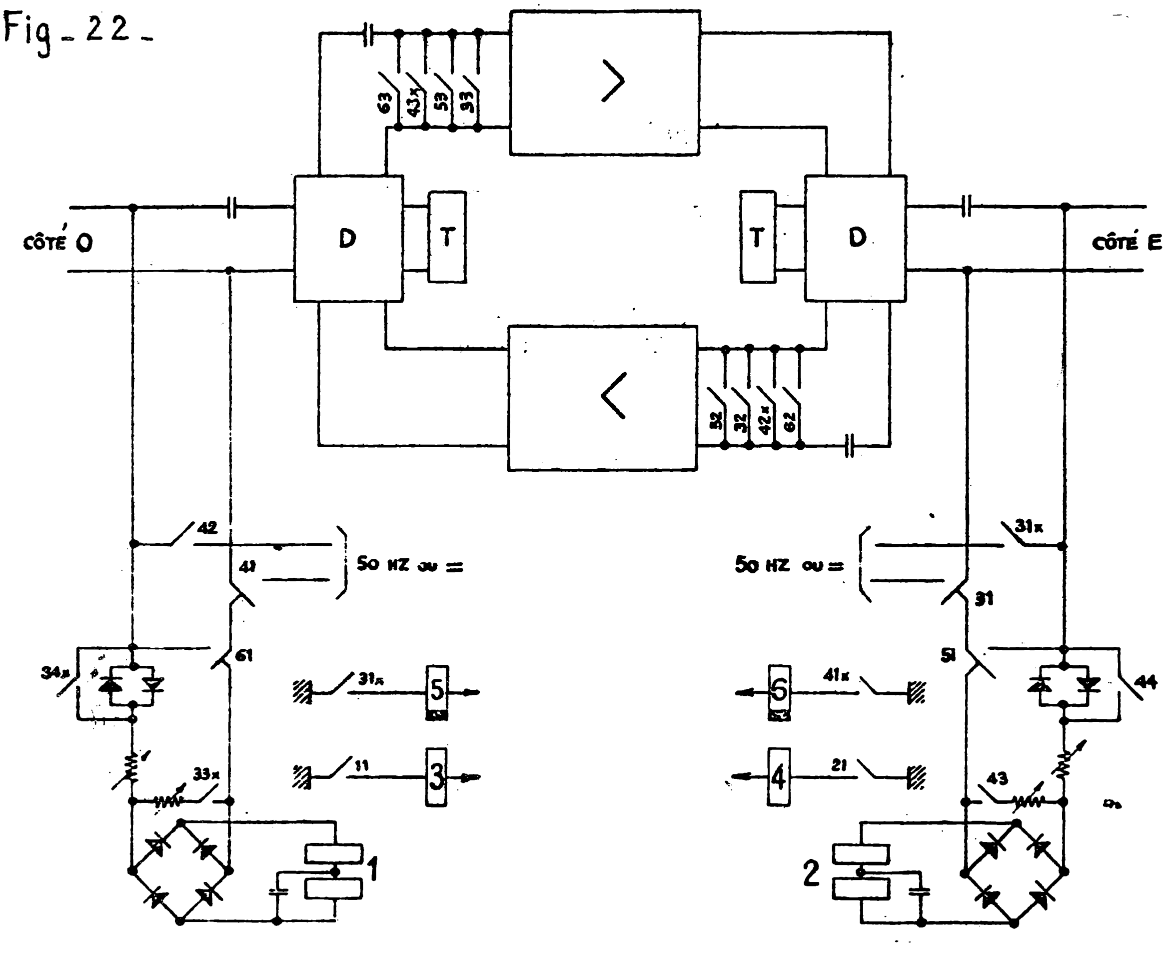
4.3.1.2. SIGNALEUR RETRANSMETTEUR D'IMPULSIONS TYPE "44"

Ces retransmetteurs d'impulsions ont un schéma remarquablement simple et utilisent trois relais pour chaque sens de transmission.

- 1 relais "sensible" (monté dans la branche médiane d'un pont de cellules)
- 1 relais "batteur"
- 1 relais auxiliaire retardé au relâchement

La figure 22 montre les principes de fonctionnement de ce signaleur.

Fig-22-



On retrouve dans ce schéma le principe d'utilisation des propriétés des résistances directes et inverses de redresseurs secs dans le montage "limiteur d'impédance" placé à l'entrée et offrant une impédance élevée aux tensions faibles (signaux de conversation) et une impédance très faible aux tensions de signalisation beaucoup plus forte (> 10 v).

Dès que le relais "batteur" fonctionne (3 ou 4) ces cellules sont court-circuitées et la tension à 50 Hz est appliquée directement aux bornes du système redresseur de réception.

Le pont de cellules redresse les deux alternances et alimente sous tension pseudo-continue le relais sensible de réception, à fonctionnement rapide mais qui, n'ayant qu'un seul contact, impose l'utilisation d'une relais auxiliaire de réception, le relais "batteur".

En série avec le dispositif de réception un jeu de résistance permet d'ajuster la tension aux bornes du relais sensible, quelle que soit la tension reçue sur le circuit, à la valeur nécessaire pour provoquer le meilleur fonctionnement de ce relais.

En parallèle sur le pont de cellules, un jeu de résistance dites "Résistance d'écrêtage" permet, après fonctionnement du relais auxiliaire de Réception, de limiter le courant dans le relais de réception à une valeur telle que son temps de retombée soit sensiblement égal à son temps d'attraction de façon à obtenir une restitution correcte du signal reçu.

Un relais auxiliaire, retardé au décollage, court-circuite la ligne pendant quelques millisecondes à la fin de chaque émission de façon à décharger la capacité du câble pour que celui-ci présente le même état à chaque impulsion et pour supprimer les phénomènes transitoires risquant d'exciter intempestivement le système récepteur des signaux.

Les semi-conducteurs qui équipaient ce signaleur à sa création étaient des cellules type "Cupoxyde". Ce type de matériel n'étant plus fabriqué son remplacement s'impose après quelques années et on leur préfère actuellement des éléments germanium ou silicium à performances améliorées et à encombrement réduit.

Le service des lignes à Grande Distance à profité de ce changement pour modifier légèrement le schéma initial et améliorer encore le fonctionnement du relais sensible par adjonction d'une diode Zéner (voir figure 23 ci-contre).

Le relais auxiliaire maintient, pendant son fonctionnement, le blocage du répéteur par court-circuit des entrées de chaque sens d'amplification.

Malgré son fonctionnement remarquablement sûr, ce signaleur présente deux inconvénients

- il ne permet pas la transmission des signaux entre le Centre d'Amplification et le Centre de Commutation par courant continu sur fils séparés dit "TRON et RON", quand il est placé en position terminale.
- il permet la retransmission des signaux de code même si la partie amplificatrice est coupée, ce qui risque de faire payer un abonné qui ne peut entendre son correspondant.

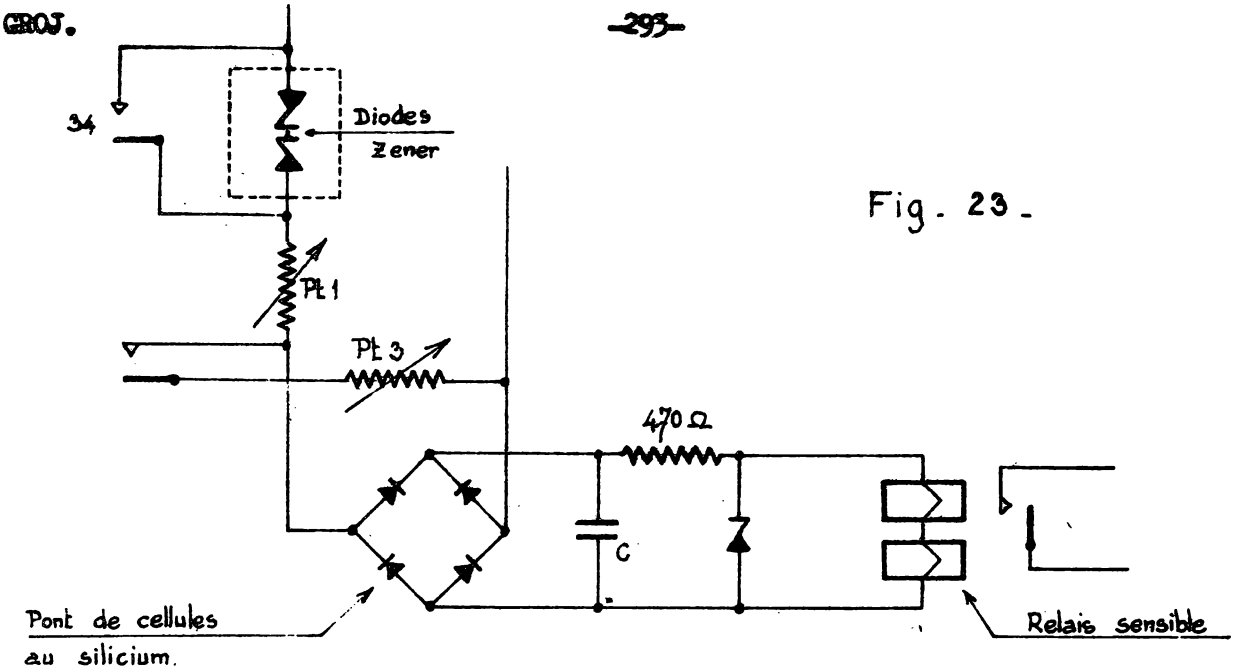


Fig. 23.

4.3.1.3. SIGNALEUR RETRANSMETTEUR D'IMPULSION TYPE "51 L"

Ce type de matériel pallie les deux inconvénients signalés plus haut. La figure 24 (A et B) donne les schémas de principe dans les deux cas d'utilisation ; terminal et intermédiaire.

En position "intermédiaire", ou en position "terminale" (côté circuit) le signal à 50 Hz est redressé par le pont de cellules D modifiant ainsi la polarisation de la grille de commande du tube qui devient très négative.

Le courant plaque s'annule et le relais 1, qui fonctionne en relais différentiel, s'excite provoquant l'émission soit d'un signal à 50 Hz en aval sur le circuit, soit d'une terre sur le fil de "RON".

Le relais 4 ou 3, retardé au relâchement, bloque le pont de cellules du côté opposé à la réception du signal à 50 Hz (en position intermédiaire) et évitera ainsi toute possibilité de "retour" du signal.

En cas de fonctionnement défectueux du tube électronique, le relais 1 s'excite et provoque une émission permanente du courant de signalisation qui se traduit, soit par une libération de la communication établie, soit par un blocage de l'équipement de départ suivant l'état du circuit et le sens en faute.

Si le sens Départ ⟶ Abonné est en faute, l'émission permanente à lieu vers l'arrivée et le circuit n'est pas marqué en faute au départ. C'est le manque du signal "invitation à transmettre" par suite de l'inéfficacité du signal de prise qui fera passer le circuit sur faute.

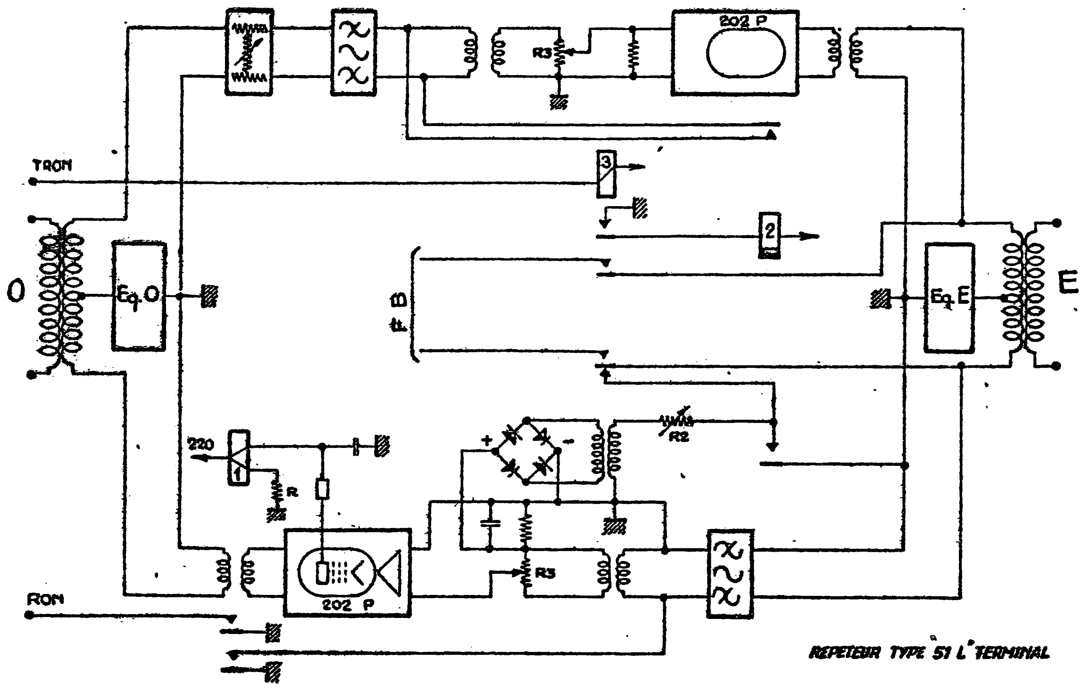


Fig_24 A_

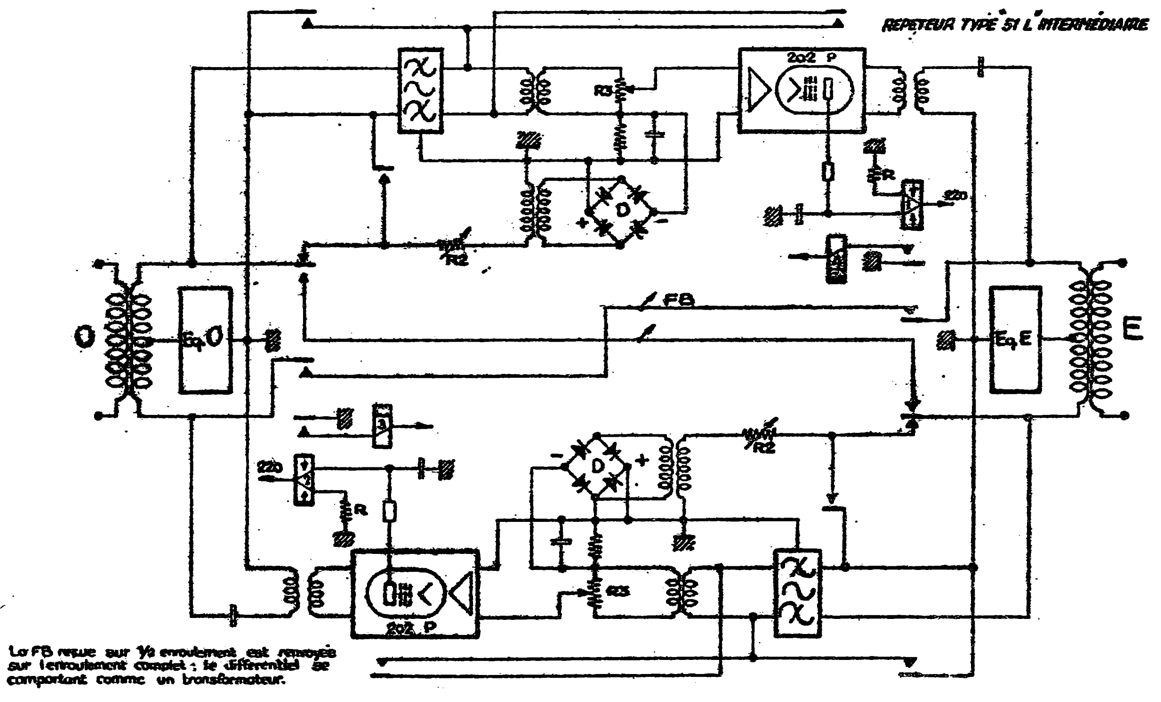


Fig_24 B_

Si le défaut se manifeste dans le même sens sur une communication établie, la taxation continue tant que l'abonné demandeur ne raccroche pas.

L'utilisation d'un relais différentiel exige une compensation précise des courants qui parcourent les deux enroulements. Pour remédier aux différences de caractéristiques des tubes on agit sur la polarisation de grille (R_3) et sur la tension de signalisation (R_2) pour obtenir les deux valeurs de courants plaque avant et pendant l'appel.

4.3.1.4. SIGNALEURS RETRANSMETTEURS D'IMPULSIONS TYPE "60" :

On trouve, dans le matériel "60" deux cas d'utilisation de signaleur FB retransmetteur d'impulsions.

a) associé à un 1/2 répéteur deux fils, appelé "répéteur dédoubleur"

b) seul, ou associé à un termineur, dans un "organe fonctionnel d'exploitation" destiné à équiper un circuit en transformant les signaux d'appel à 50 Hz en courant continu et inversement.

4.3.1.4.1. Signaleur associé au répéteur dédoubleur

La figure 25 donne le schéma du signaleur seul.

C'est un schéma dérivé du matériel type 1944, mais les relais employés sont d'encombrement beaucoup plus réduit.

1) Emission : La mise en position de travail du Relais 3 par application d'une terre sur le fil RON, connecte la tension FB aux accès "Ligne 2 fil", ferme le circuit du Relais 2 et prépare le court circuit de la transmission (contact 31).

Le relais 2 court-circuite le pont Red 3 évitant que le relais 1 ne soit excité et par 21 et 22 interrompt la transmission par mise à la masse du fil à fil de la chaîne.

Le relais 2 joue ici le rôle du relais auxiliaire du signaleur 1944 (décharge de la ligne).

2) Réception : Le pont de redresseurs Red 3 assure l'alimentation en courant continu du Relais 1 qui met une terre sur le fil TRON. Cet ensemble étant en parallèle sur la ligne "deux fils" pendant la conversation, il importe que la tension directe des diodes constituant ce pont soit suffisamment élevée pour ne pas perturber le signal ; ce résultat est obtenu en doublant le nombre de diodes de chaque branche de pont.

4.3.1.4.2. Organes fonctionnels d'exploitation

A) Retransmetteur seul : (FB/CC)

La figure 26 donne le schéma de cet O.F. E, dont le fonctionnement s'apparente étroitement à celui décrit au paragraphe précédent.

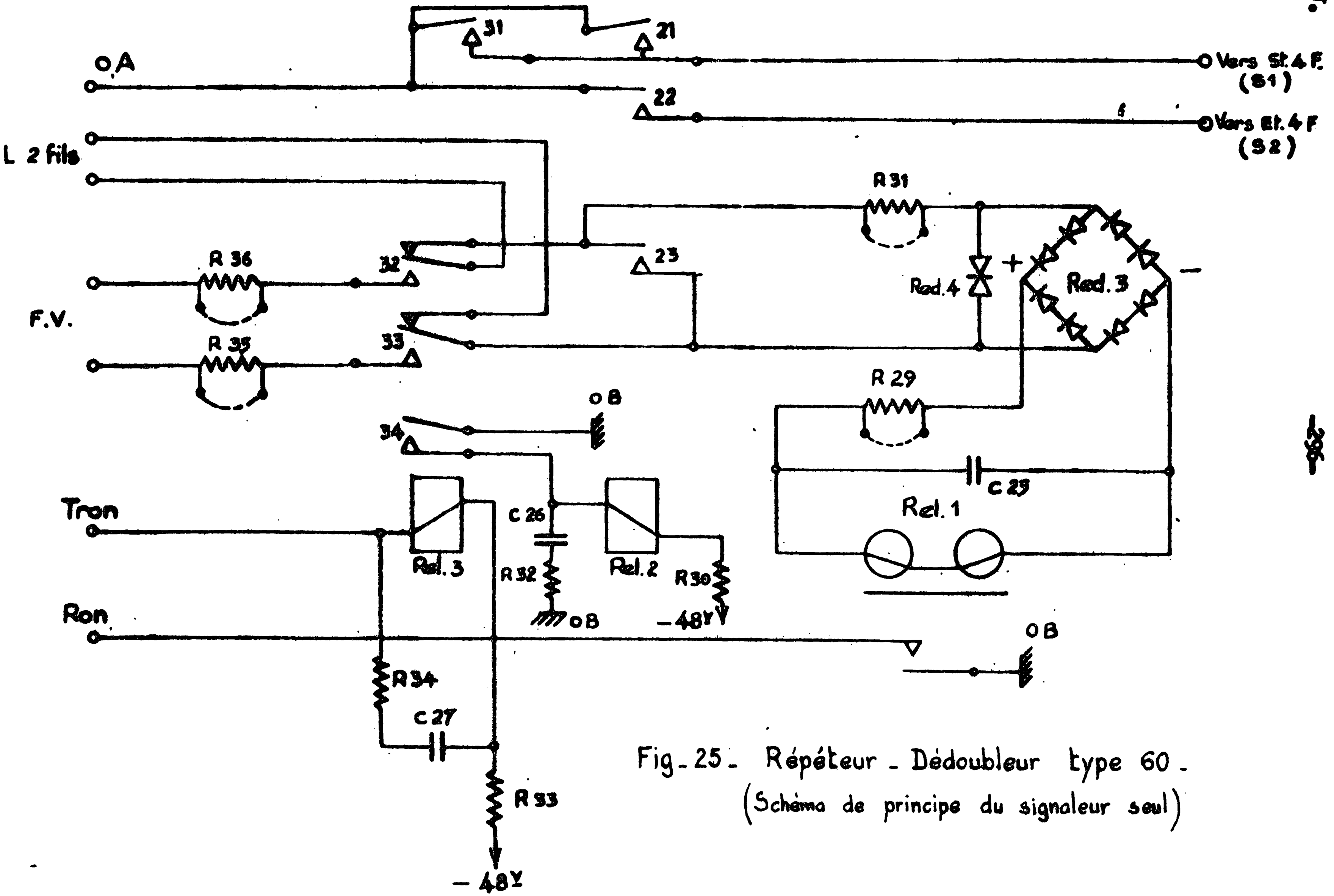


Fig. 25 - Répéteur - Dédoubleur type 60 -
(Schéma de principe du signaleur seul)

Les ensembles Red 1, 3 et 4, constitués par deux diodes "Zéner" en opposition servent à limiter le courant dans le relais 3 (Red 1) et la tension FB appliquée sur les sens "Emission" et "Réception du transformateur différentiel associé (protection des enroulements et des lignes artificielles).

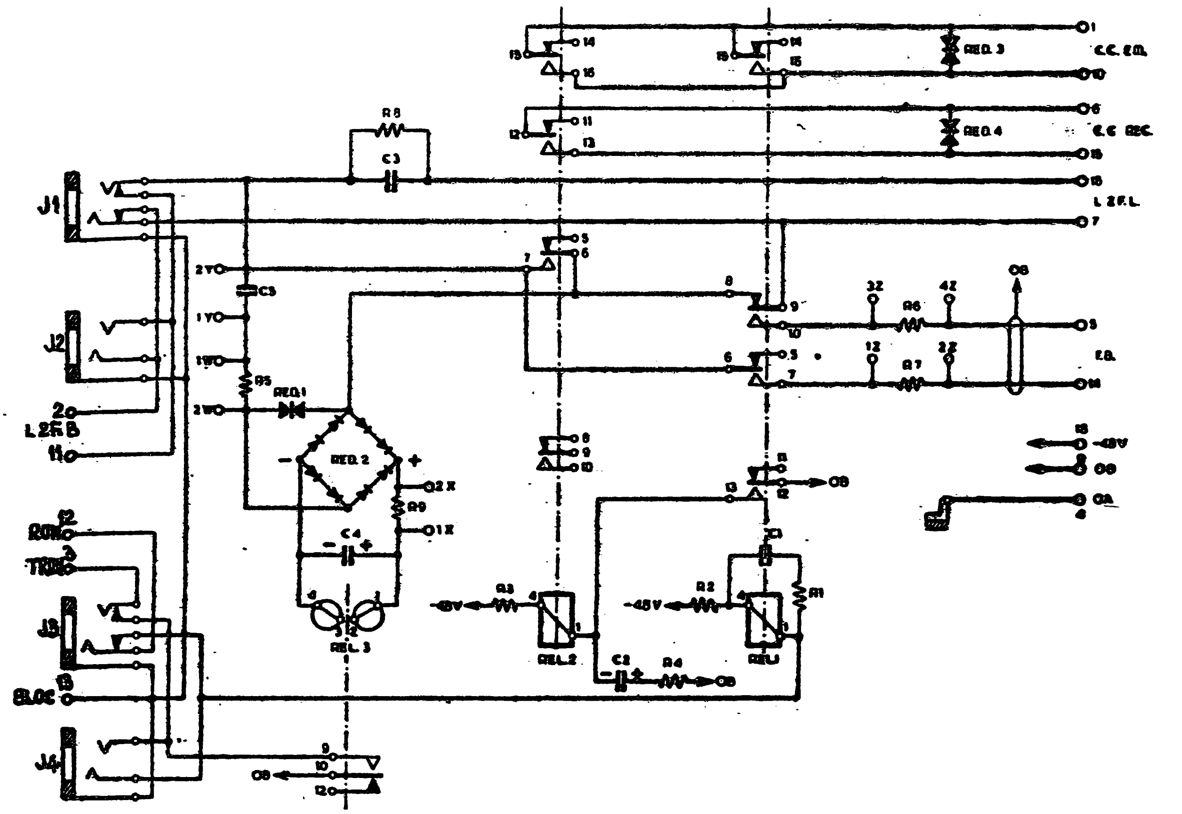


Fig - 26 -

B) Organe fonctionnel d'exploitation universel

Dans cet organe on a pu regrouper, par utilisation de composants modernes : ferrites, relais à ampoule scellée etc... le termineur et le signaleur permettant de transformer les appels 50 Hz en courant continu et inversement. (figure 27 page 299)

On retrouve là les principes de fonctionnement déjà exposés précédemment.

4.4. SIGNALISATION A FREQUENCE VOCALE

De même que dans le cas de la signalisation manuelle, dès que l'on veut transmettre des signaux sur des circuits à 4 fils de grande longueur, on est conduit à abandonner le mode de signalisation à fréquence basse au profit de celui à fréquence vocale.

4.4.1. <u>SIGNALISATION "MONOFREQUENCE" DANS LA BANDE</u>

Comme il est impossible de transmettre les impulsions de numérotation avec une fréquence découpée du type 500/20, on est obligé d'utiliser une fréquence pure située le plus haut possible dans la bande vocale afin d'éviter des déclenchements intempestifs.

En signalisation monofréquence, la fréquence 2280 Hz a été recommandée par le CCIT. Sur le réseau national on a utilisé, sur certains circuits à bande passante réduite, la fréquence 2000 Hz.

Le choix d'une fréquence élevée n'étant pas en lui même suffisant pour prémunir les récepteurs contre l'imitation des courants de signalisation par les courants de conversation, il fut décidé que cette protection serait assurée par un circuit de garde dont les caractéristiques ne devraient pas gêner la transmission des signaux nécessaires à l'exploitation automatique.

Ce circuit de garde bloque le fonctionnement du signaleur lorsqu'il détecte une fréquence différente de la fréquence pure admise pour la signalisation.

Une telle protection se révèle efficace, mais à condition que le circuit de garde ne soit pas trop sensible et ne risque pas de perturber le fonctionnement du signaleur sous l'influence de bruits parasites ou de diaphonie pouvant se produire pendant les phases d'établissement de la communication.

On doit, de plus, se prémunir par un dispositif de coupure approprié contre les signaux à FV susceptible de se propager au-delà du signaleur et de revenir après réflexion sur l'autre voie de transmission sous forme d'impulsion intempestive de retour, risquant d'être mal interprétée par les dispositifs de commutation.

4.4.1.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU SIGNALEUR FV.

Cet organe de ligne est monté à chaque extrémité de la partie à 4 fils d'un circuit à grande distance.

Il comporte deux parties :

a) <u>L'émetteur</u> qui reçoit les impulsions en courant continu du Central Automatique (sur le fil TRON) et les transforme en impulsions à "Fréquence vocale" sur le circuit du réseau des L.G.D.

b) <u>Le récepteur</u> qui reçoit et détecte les signaux à fréquence vocale provenant du circuit et les transforme en impulsions de courant continu (terre sur le fil "RON") vers le Central Automatique.

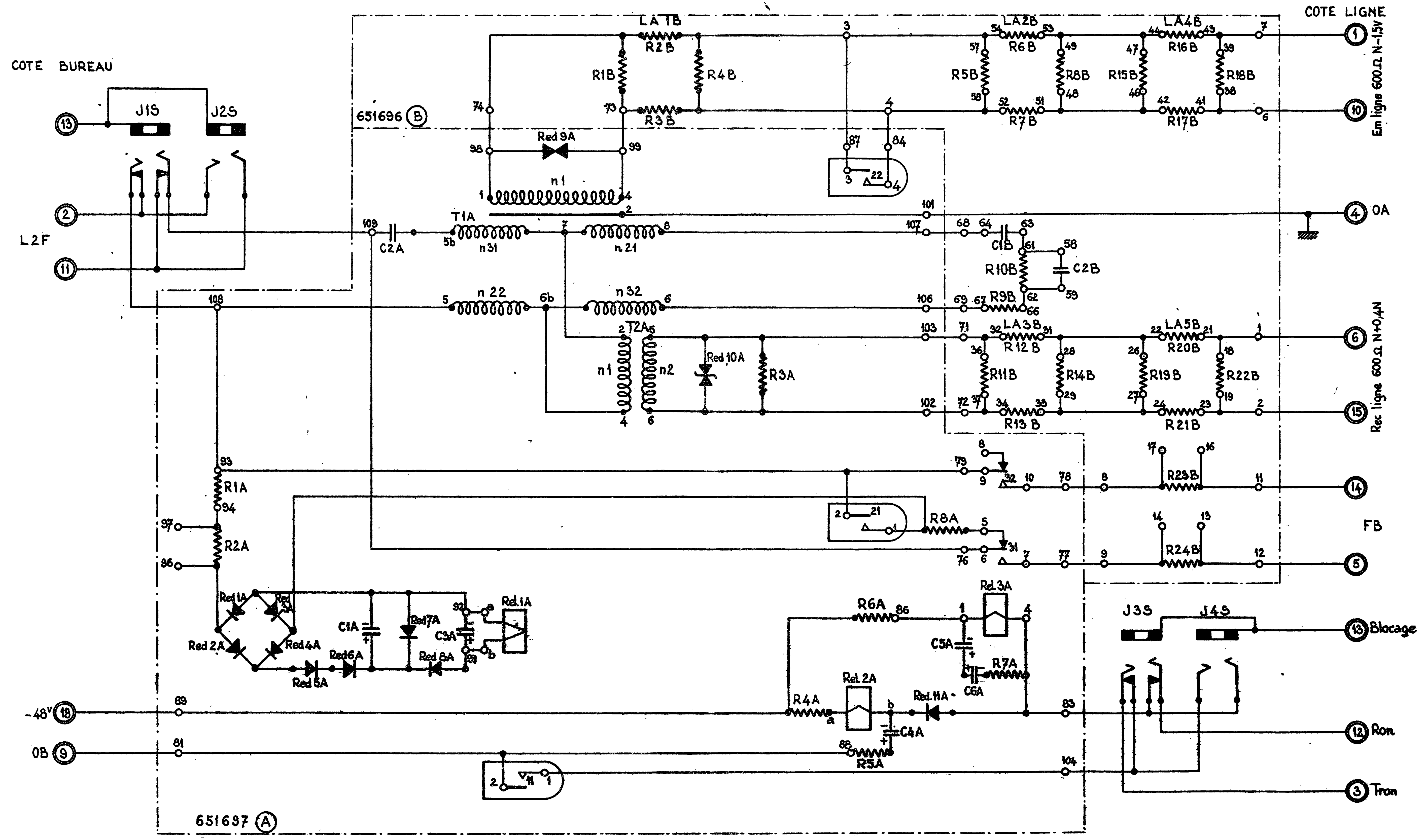


Fig. 27. ORGANE FONCTIONNEL D'EXPLOITATION POUR TERMINAISON DE CIRCUIT A 2 FILS ET RETRANSMISSION DE LA SIGNALISATION FB/COURANT CONTINU - 60 A
SCHEMA DE PRINCIPE ET CABLAGE

La figure 27 donne le schéma de principe d'un signaleur FV du type 51 utilisé soit avec la fréquence 2280 Hz soit avec la fréquence 2000 Hz.

Ces fréquences sont émises au niveau relatif de - 0,7 néper ± 0,1 en un point de niveau relatif zéro.

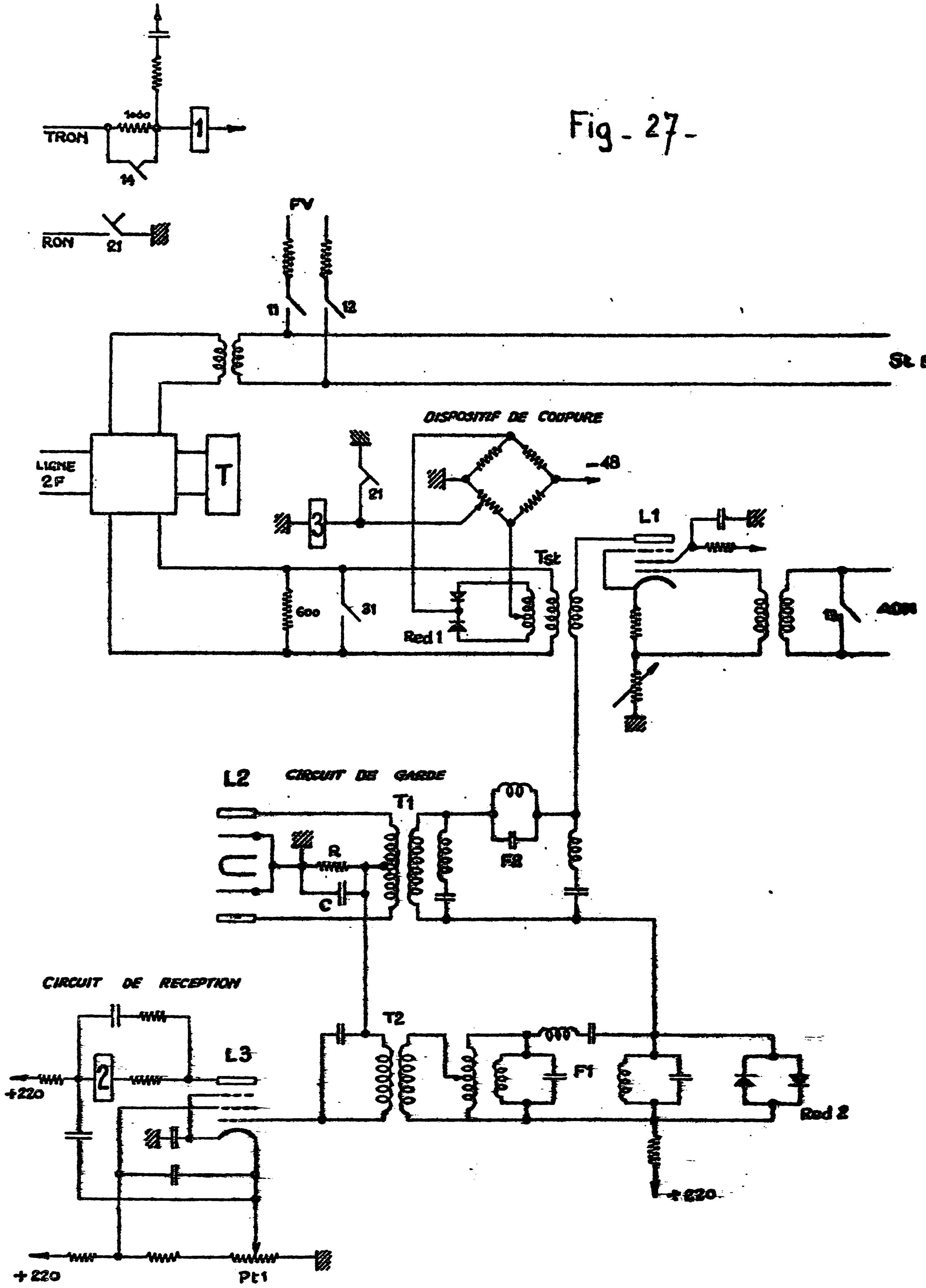


Fig. 27.

L'émission de la fréquence de signalisation est effectuée par le relais 1 qui assure en même temps (13) le blocage de la voie "Admission" pour la protection de tout retour de signal.

Le dispositif de réception comprend :

a) Un étage amplificateur dont le gain est déterminé pour que l'affaiblissement entre impédances de 600 ohms mesuré entre les bornes ADM et St Rec soit nul. Cet étage assure la séparation des courants de conversation (sortie sur le transformateur Tst) et l'alimentation des filtres F1 et F2 nécessaires pour la signalisation à 2000 hertz et le circuit de garde ;

b) Un étage de détection comprenant un filtre de bande F1 accordé sur le 2000 hertz, un transformateur T2 et une pentode 202 P qui détecte la présence du 2000 hertz ; dans ce cas, sur réception d'un signal pur de 2000 hertz, le courant plaque augmente et le relais 2 de réception vient au travail et connecte une terre sur le fil RON.

La suppression de la terre sur le pont a pour but de polariser les cellules écréteuses Red 1 qui apportent un affaiblissement supplémentaire de 2 népers entre l'ADM et St Rec pour éviter que la fréquence vocale ne se propage vers l'autocommutateur en attendant l'excitation du relais 3 qui court-circuite franchement le côté St Rec.

A la fin du signal, le relais 3 court-circuité retombe avec un retard de 400 à 500 millisecondes environ. Ce retard au relâchement est mis à profit pour assurer le blocage de la voie pendant les intervalles les plus longs entre deux impulsions successives, par exemple, pendant la réception des impulsions alternées 100/233.

Ce dernier dispositif porte le nom de dispositif de blocage et de coupure ou de "splitting".

c) Un circuit de garde constitué par un filtre coupe fréquence F2 à 2000 hertz, un transformateur T1 et une double diode redresseuse L2. Les courants de conversation contiennent toujours des pointes de tension à la fréquence 2000 hertz mais la présence de fréquences différentes de 2000 hertz est détectée par la double diode L2 qui modifie ainsi la polarisation grille de la lampe L3 pour la rendre encore plus négative. Dans ces conditions la tension alternative de 2000 hertz appliquée par l'intermédiaire de T2 sur la grille de commande de L3 a une amplitude insuffisante pour être efficace, le courant plaque de L3 est nul et le relais 2 reste au repos.

Le condensateur C élimine les produits de détection et constitue avec R un système à constante de temps de 10 millisecondes environ qui permet de prolonger le blocage pendant la conversation pour éviter tout déclenchement, principalement à la fin d'une conversation.

Les cellules écréteuses Red2 permettent d'obtenir une tension (à la fréquence 2000 hertz) sensiblement constante sur la grille de L3 pour des variations du niveau de réception de ± 1 néper aux bornes Et Rec. Les signaux restitués dans cette plage de variation ont des durées qui ne sont pas modifiées de ± 8 millisecondes par rapport à ceux qui sont reçus au niveau nominal.

4.4.2. SIGNALISATION MONOFREQUENCE "HORS BANDE"

Comme nous l'avons déjà vu, il existe deux types de signalisation utilisant une fréquence située hors de la bande téléphonique 300- 3400 Hz.

La signalisation dite "Porteur Virtuel" utilisée sur tous les systèmes par courants porteurs "Haute-Fréquence" du réseau national sera exposée en détails lors de l'étude des Extrémités à 12 voies formant les équipements terminaux de ces systèmes (voir chapitre 21)

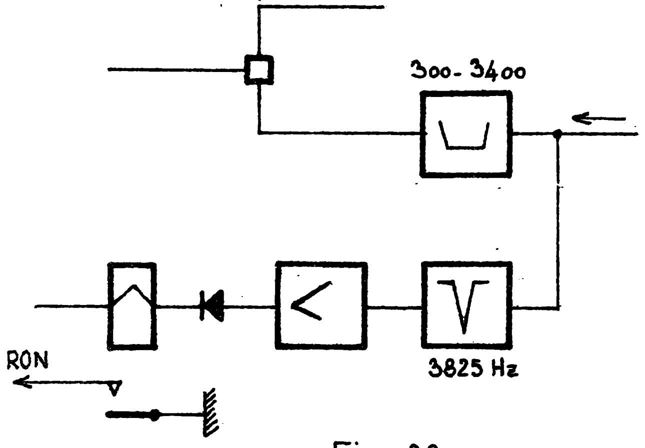


Fig-28-

La signalisation par émission de la fréquence 3825 Hz n'est pas employée sur les circuits à grande distance, sauf sur certains circuits empruntant les systèmes 12 + 12 FTR 135 équipant quelques artères aériennes du réseau national.

La fréquence 3825 Hz n'étant pas comprise dans la bande vocale transmise, les circuits de garde et de coupure sont inutiles et le signaleur est seulement précédé d'un filtre à 3825Hz branché en dérivation sur le circuit de conversation côté Réception 4 fils.

4.4.3. SIGNALISATION "BI FREQUENCE"

Comme nous l'avons déjà indiqué, deux codes utilisant les groupes de fréquences :

2040/2400 et 2400/2600 Hz

sont en exploitation actuellement sur certains circuits internationaux.

Les signaux étant émis par combinaison des deux fréquences retenues il est peu probable de trouver ces combinaisons présentes dans la communication téléphonique. Malgré cela un blocage des circuits d'appel par les courants de conversation sera prévu dans le signaleur dans le schéma fonctionnel est donné par la figure 29. page 305).

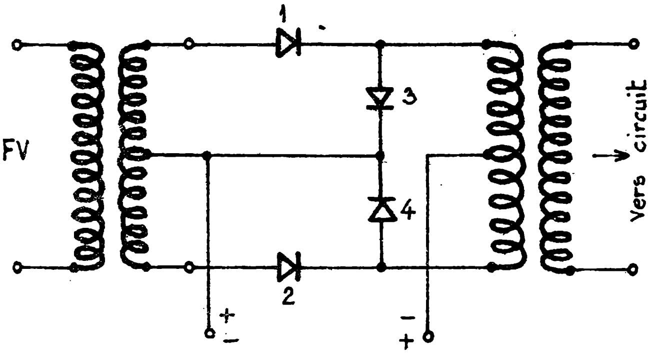


Fig-30-

L'émission des fréquences choisies (ici 2040/2400 Hz) se fait non pas par relais, comme sur le signaleur monofréquence, mais par "bloqueurs" organes qui sont, là encore, une application du principe des cellules polarisées. La figure 30 ci-contre donne un principe théorique de réalisation d'un bloqueur qui, suivant les polarités appliquées aux cellules, permettra ou coupera l'émission de la fréquence vocale vers le circuit.

Ce système n'ayant pratiquement aucune inertie, la distorsion des signaux à l'émission sera négligeable. Les fréquences sont émises au niveau relatif - 0,70 neper ± 0,1 en un point de niveau relatif zéro. La précision de ces fréquences doit être de ± 6 Hz par rapport à leur valeur théorique.

A la réception, les niveaux absolus des deux ondes peuvent différer l'un de l'autre, mais, par exemple, l'onde à 2400 Hz ne doit pas être reçue à un niveau supérieur de plus de 0,35 Neper ou inférieur de plus de 0,7 néper à celui de l'onde à 2040 Hz.

La distorsion des signaux restitués doit être inférieure à 3 millisecondes sur des signaux 60/40 ou 40/60 en faisant des variations de ± 1 Np autour du niveau nominal de réception et ceci même pour des émissions simultanées des deux fréquences.

Le relais "Rel 2" ne peut venir au travail que sur l'alimentation de ses deux enroulements 3/4 et 5/6, mais par contre il reste maintenu au travail sur l'un ou l'autre de ces enroulements.

Le tableau suivant donne, à titre d'information le code des signaux CCIT n° 4.

SIGNAUX DE LIGNES		
A - Signaux en Avant		
Prise	Terminale	P X
	Pour transit interna.	P Y
Signal de fin		P X X
Signal d'intervention		P Y Y
B - Signaux en Arrière		
Invitation	Terminale	X
	Pour transit interna.	Y
Numéro reçu		P
Occupation		P X
Réponse demandée		P Y
Raccrochage demandé		P X
Libération de garde		PYY
Blocage		P X
Déblocage		PYY
P élément de signal composé des fréquences X et Y ms 150 ± 30		
X ms 100 ± 20		
Y ms 100 ± 20		
éléments longs XX ou YY ms 350 ±70		

SIGNAUX DE NUMEROTAGE		
Code binaire à 2 fréquences		
	1	yyyx
	2	yyxy
	3	yyxx
	4	yxyy
	5	yxyx
	6	yxxy
	7	yxxx
	8	xyyy
	9	xyyx
Chiffre 0	10	xyxy
Appel opératrice code 11	(11)	xyxx
Appel opératrice code 12	(12)	xxyy
Signal disponible	(13)	xxyx
Signal disponible	(14)	xxxy
Fin numérotation	(15)	xxxx
Signal disponible	(16)	yyyy
x et y = 35 ± 7 ms		

X et x = 2040 p/s

Y et y = 2400 p/s

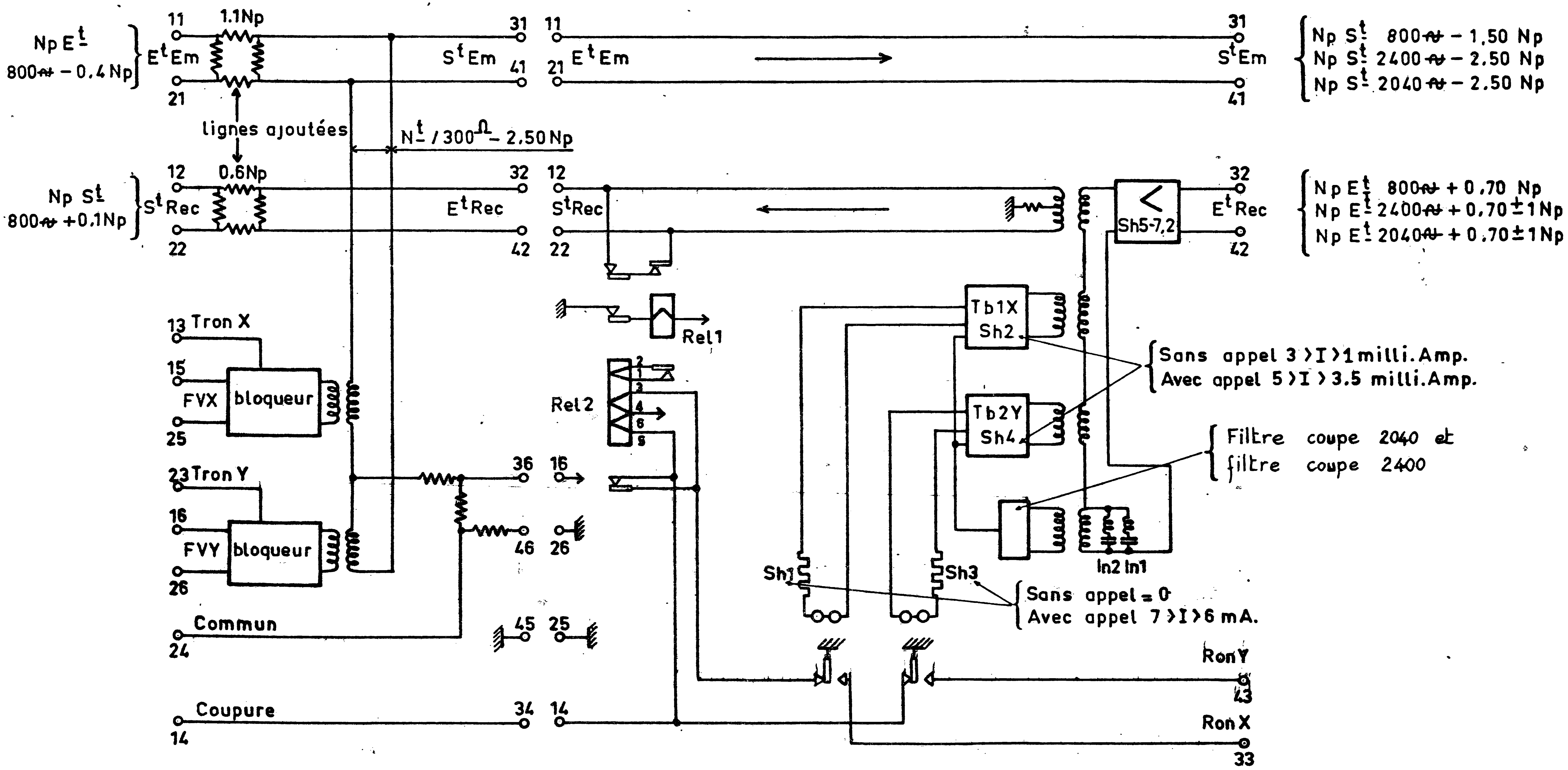


Fig_29_ SIGNALEUR " BI_FREQUENCE "

4.4.4. SIGNALISATION DITE "MULTIFREQUENCES"

4.4.4.1. POSITION DU PROBLEME

Les systèmes de signalisation par code multifréquences sont destinés à l'échange d'informations entre enregistreurs, les dispositifs d'émission et de réception des signaux font partie de ces organes et ne se trouvent, par conséquent, en contact avec la ligne que pendant l'établissement de la communication. On ne perdra donc pas de vue que l'emploi des systèmes de signalisation par code multifréquences n'entraîne pas la suppression de la signalisation de ligne qui est maintenue pour les signaux échangés en dehors de la phase d'établissement de la communication tels que les signaux de prise, de réponse et de raccrochage de l'abonné demandé, de libération, etc...

4.4.4.2. CARACTERISTIQUES DES CODES DE SIGNALISATION "MULTIFREQUENCES"

En général les codes de signalisation sont à auto-contrôle en "p" parmi "n", c'est-à-dire qu'un signal doit comporter "p" fréquences (et "p" seulement) choisies parmi "n". Dans les codes actuellement connus p = 2 et n, fixé par le nombre de signaux dont on a besoin, est souvent égal à 5 (10 combinaisons) ou à 6 (15 combinaisons).

En principe, les systèmes de signalisation par code multifréquences prévoient, pour des raisons de sécurité et de rapidité, que tout signal émis dans un sens provoque, en réaction, l'émission d'un signal dans le sens opposé, ce signal pouvant être considéré, soit comme un signal de contrôle, soit comme un signal de code ayant une signification plus précise.

Dans les systèmes de signalisation par code multifréquences, on peut distinguer principalement les systèmes à impulsions et les systèmes asservis.

a) <u>Systèmes à impulsions</u>

Dans les systèmes à impulsions, chaque chiffre ou chaque signal de code est caractérisé par une seule impulsion composée de "p" fréquences et non par un plus ou moins grand nombre d'impulsions comme c'est le cas des systèmes classiques à impulsions.

Dans ces systèmes, les impulsions proprement dites et les intervalles qui les séparent doivent être calibrés à la réception, il est nécessaire de disposer d'une énergie suffisante pour que les impulsions restituées puissent avoir une distorsion compatible avec le fonctionnement des équipements de commutation.

b) <u>Systèmes asservis</u>

Dans ces systèmes, la réception d'un signal à l'une des extrémités de la ligne commande l'arrêt de l'émission à l'extrémité opposée ; la durée des signaux est en définitive fonction des caractéristiques de propagation de la ligne et des filtres et du temps de fonctionnement des relais des signaleurs et des organes de commutation.

L'énergie nécessaire à l'extrémité réceptrice est celle qui correspond au seuil de fonctionnement des organes de réception.

Sans entrer dans une étude comparative approfondie des 2 systèmes, on peut dire :

1°) que la maintenance des systèmes à impulsions est plus onéreuse par suite de la nécessité du calibrage des impulsions,

2°) que la "portée" du système asservi est plus grande que celle du système à impulsions ; autrement dit, l'affaiblissement des circuits peut être plus grand dans le premier cas que dans le second. En effet, si "P" est la puissance correspondant au seuil de fonctionnement, puissance suffisante dans le cas du système asservi, il faut une puissance de l'ordre de "2P" dans le cas du système à impulsions pour que celles-ci soient reproduites avec une distorsion acceptable.

4.4.4.3. CARACTERISTIQUES DU SYSTEME FRANCAIS SOCOTEL

Comme on l'a vu dans les généralités qui précèdent, on trouvera deux sortes de signaux : les signaux de ligne qui concernent les informations nécessaires à la prise des organes, la supervision de l'abonné demandé et la libération. Ces signaux sont transmis et reçus par les joncteurs des circuits ; les signaux entre enregistreurs qui sont utilisés pour toutes les autres informations : opérations de sélection, informations d'acheminement, état de la ligne de l'abonné demandé (abonné libre, abonné occupé, abonné suspendu, résilié, etc...), informations relatives à la taxation.

Le système est du type "asservi demandeur", utilisant cinq fréquences de signalisation et une fréquence de contrôle. Ce système "asservi" est du type "demandeur" car les caractéristiques du plan de numérotage français permettent un contrôle du nombre et de la nature des chiffres à recevoir après analyse des premiers caractères.

A) Signaux de ligne :

Deux codes de signaux de ligne sont actuellement employés : l'un, par impulsions est destiné à être utilisé sur les circuits interurbains ; l'autre, par changement d'états, utilisé dans les réseaux urbains. Nous ne donnerons ici des indications que sur le code par impulsions.

Code à impulsions

La signalisation se fait soit à 50 Hz, soit en FV (signalisation dans la bande), soit hors-bande dans le spectre des fréquences séparant 2 circuits (fréquence zéro ou toute autre fréquence comprise dans l'interbande).

Les caractéristiques des signaux sont données par le tableau n° 1 ci-contre :

Structure et durée nominale des signaux		Signification	Tolérances sur les durées d'impulsions
En avant	En arrière		
150 →		Prise ou rappel	± 20 %
	150 ←	Réponse du demandé	± 20 %
	150 350 150... ← ←	Raccrochage du demandé	150 ± 20 % et (150 + 350) + 6% − 15%
750 →		Fin	− 0 % + 50 %

- TABLEAU N° 1 -

B) Signaux entre enregistreurs

a) Code de fréquences

Le système SOCOTEL utilise le code 2 parmi 5. Les fréquences sont les mêmes que celles du système dit "intérimaire" utilisé sur les circuits Europe - U.S.A. soit :

$Fo = 700$ Hz ; $F_1 = 900$ Hz ; $F_2 = 1100$ Hz ; $F_4 = 1300$ Hz ; $F_7 = 1500$ Hz

L'indice donne le "poids" de la fréquence ; le numéro d'un signal est égal à la somme des indices des fréquences constituant le signal, avec la convention particulière que 4 + 7 = 0 (10 ; au chiffre 0 du cadran correspond 10 impulsions).

Le code des fréquences est donné par le tableau numéro 2.

Signaux \ Fréquences	F_0 700	F_1 900	F_2 1100	F_4 1300	F_7 1500
1	X	X			
2	X		X		
3		X	X		
4	X			X	
5		X		X	
6			X	X	
7	X				X
8		X			X
9			X		X
0				X	X

- TABLEAU N° 2 -

Une fréquence (1 700 Hz) est maintenue en réserve ; la fréquence F_c = 1900 Hz dite "de contrôle" est utilisée pour l'asservissement.

- Caractéristiques électriques des signaux -

a) Emission -

Le niveau absolu de puissance des signaux est identique à celui retenu pour le système international normalisé à 2 fréquences $N_p = -1 \pm 0{,}1$ Néper, les fréquences sont émises avec une tolérance de ± 6 Hz (CCIT n° 5).

b) Fonctionnement à la réception -

Le fonctionnement de la réception est assuré lorsque le niveau absolu de puissance de chaque fréquence (± 15 Hz par rapport à la valeur nominale) varie de - 0,5 à - 3,9 N ; les niveaux des fréquences reçues simultanément pouvant varier de 0,7 néper.

c) Energie de signalisation -

Un calcul de l'énergie de signalisation a été effectué. Les résultats sont conformes aux recommandations du CCIT, c'est-à-dire que l'énergie des signaux et des tonalités est toujours inférieure à la limite de 36 000 microwatts avec une marge de 20 %.

4.4.5. MESURE DE LA DISTORSION - APPAREIL STROBOSCOPIQUE

Le distorsiomètre stroboscopique est un appareil de mesure permettant de connaître avec précision la distorsion apportée à des signaux de commutation par un organe retransmetteur ou une voie de transmission.

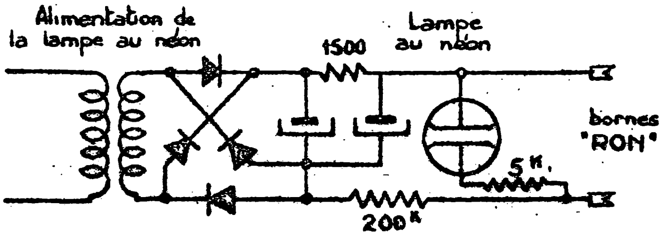
Il se compose essentiellement d'un émetteur de signaux périodiques calibrés et d'un récepteur donnant par lecture directe la durée de phénomènes périodiques de même période. L'émetteur est constitué par des contacts électriques établis par l'action d'une came tournant à vitesse fixe (la période est de 100 milli-secondes), ces contacts pouvant être établis pendant une fraction quelconque de la période. Le récepteur se compose d'une lampe au néon entraînée par la rotation d'un disque calé sur le même arbre que les cames, la réception d'un signal se traduit par l'extinction de la lampe au néon, si ce signal est périodique et de période égale à celle de la rotation, la lampe au néon est donc éteinte toujours sur le même arc de sa course ce qui permet, grâce à la persistance rétinienne, une lecture fixe et précise en millisecondes de la durée du signal.

Lorsqu'on veut observer la distorsion qu'apporte à un signal un système retransmetteur quelconque et si l'on a accès aux bornes d'entrée et de sortie de ce système, le distorsiomètre est utilisé à la fois en émetteur pour injecter un signal connu et en récepteur pour lire la durée du signal restitué.

Si les bornes d'entrée et de sortie du système ne sont pas simultanément accessibles, c'est le cas d'un circuit interurbain, il faut disposer de deux distorsiomètres : l'un fonctionnant en émetteur attaque les bornes d'entrée du système (extrémité "départ"), l'autre fonctionnant en récepteur recueille le signal à sa sortie (extrémité "arrivée"). Dans ce cas, il est indispensable d'assurer le synchronisme de la rotation des deux distorsiomètres, ce qui est le plus commodément obtenu en disposant de moteurs d'entraînement synchronisés sur la fréquence du secteur, du fait que pratiquement les divers réseaux électriques sont toujours interconnectés.

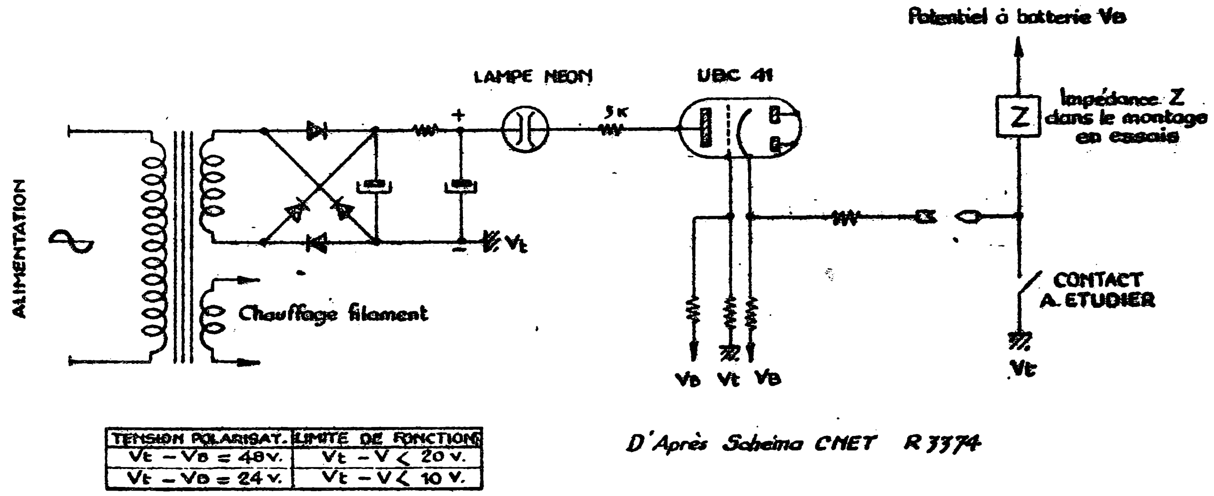
La fréquence du secteur étant prise comme base de temps fondamentale, la précision du distorsiomètre est égale à celle de la fréquence du secteur, c'est-à-dire 4 %, mais elle est largement suffisante du fait que dans la majorité des applications, on ne s'intéresse pas tant à la durée exacte des signaux qu'à leur allongement ou leur raccourcissement relatif.

Les figures 32 et 33 donnent les schémas de principe des systèmes de réception du distorsiomètre stroboscopique type CNET. (Schémas extraits de la notice CNET n° 306 C).



— Distorsiomètre stroboscopique type CNET. Principe de la réception sur lampe au néon

Fig - 32 -



— Distorsiomètre stroboscopique type CNET. Principe de la réception avec détecteur continu.

Fig - 33 -

Le système de détection dit "continu" est utilisé quand on craint des perturbations du circuit a mesurer par le distorsiomètre ou réciproquement. Le tube UBC 41 joue alors de rôle d'un étage séparateur à haute impédance entre le circuit à étudier et la lampe au néon.

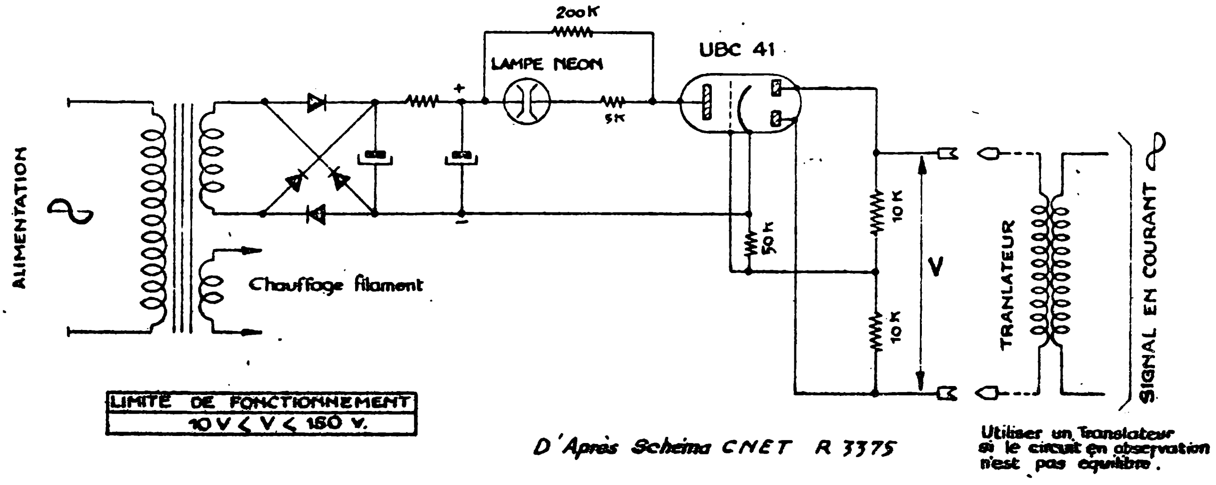


Fig. - 34 -

Le détecteur "alternatif" a été prévu pour le cas ou les signaux à examiner sont constitués non plus par des impulsions de courant continu, mais par des émissions de courants alternatifs à fréquence vocale ou industrielle.

Lors de l'utilisation de ce type de distorsiomètre avec des signaleurs du type "interbande par porteur virtuel" équipés de relais électroniques (systèmes 12 voies LTT type F.B.) certaines précautions doivent être prises pour éviter de détériorer les transistors de puissance par des décharges de condensateurs lors de la manoeuvre du commutateur de changement de fonctions du distorsiomètre.

TABLE DES MATIERES

Pages

CHAPITRE I - GENERALITES - DEFINITIONS 1

1 - Position du problème de la transmission téléphonique 1
2 - Rappel de notions connues 2
3 - Extension de la notion d'affaiblissement 4
4 - Relation entre les différents affaiblissements - Equivalent 6
5 - Grandeurs de référence - Niveaux - Générateur normal 8

CHAPITRE II - LES TUBES ELECTRONIQUES 13

1 - Généralités sur l'électronique - L'émission thermoionique Introduction 13
2 - Le tube diode 16
3 - Le tube triode 18
4 - Tubes à plus de trois électrodes 31

CHAPITRE III - L'AMPLIFICATION 35

1 - Généralités 35
2 - Position du problème de l'amplification 38
3 - Amplification en classe A 41
4 - Défauts des amplificateurs occasionnés par les tubes électroniques 60
5 - Caractéristiques des tubes employés dans les répéteurs téléphoniques 61
6 - Caractéristiques des tubes utilisés dans les centres d'amplification du réseau français 62

Pages

CHAPITRE IV - REACTION - ETUDE GENERALE - LA CONTRE REACTION - L'OSCILLATION 65

1 - Etude générale de la réaction 65
2 - La contre réaction 66
3 - L'oscillation 74

CHAPITRE V - LA DETECTION 85

1 - Définitions - Corps ne suivant pas la loi d'Ohm 85
2 - Détection quadratique - Détection linéaire 87
3 - Différents types de détecteurs. Détection Diode. Détection Triode 88

CHAPITRE VI - LES REDRESSEURS SECS 95

1 - Principe 95
2 - Caractéristiques générales 95
3 - Principaux types redresseurs secs utilisés 97
4 - Utilisation des redresseurs secs. Schémas de montage 99

CHAPITRE VII - LA MODULATION 101

1 - Généralités 101
2 - Modulation d'amplitude pure 102
3 - Transmission modulée 104
4 - Procédés de modulation - Modulation par inversion 105

CHAPITRE VIII - ETUDE DU TRANSFORMATEUR TELEPHONIQUE 111

1 - Introduction 111
2 - Transformateur parfait 112
3 - Transformateur réel 115

CHAPITRE IX - LE ROLE DES TRANSFORMATEURS DANS LA TECHNIQUE TELEPHONIQUE 129

1 - Transformateurs survolteurs 129
2 - Transformateurs adaptateurs et séparateurs 130
3 - Fonctionnement d'un transformateur entre une résistance et une capacité 132
4 - Amélioration de la bande passante d'un transformateur 135
5 - Schéma général et gain d'un amplificateur 137

CHAPITRE X - LES CIRCUITS DE LA TECHNIQUE "BASSE FREQUENCE" CIRCUITS A DEUX FILS - CIRCUITS A QUATRE FILS 139

1 - Amplification des deux sens de transmission 139
2 - Circuits à deux fils 140
3 - Circuits à quatre fils 141

Pages

CHAPITRE XI - LE REPETEUR A QUATRE FILS 143

1 - Généralités 143
2 - Emplacement des "répéteurs" - Adaptation des impédances 144
3 - Schéma type d'un répéteur à quatre fils "Basse fréquence" 148
4 - Etude du gain, réglages 148
5 - Marge de gain des répéteurs quatre fils "Basse fréquence" 151
6 - Puissance maxima susceptible d'être débitée sans distorsion 152

CHAPITRE
ANNEXE AU CHAPITRE XI 153

Parallélisme des courbes de gain 153

CHAPITRE XII - CORRECTION DE LA DISTORSION D'AFFAIBLISSEMENT DES LIGNES 155

1 - Généralités 155
2 - Correction dans le répéteur 156
3 - Egaliseur de l'affaiblissement de la ligne 161

CHAPITRE XIII - LE TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL 169

1 - Généralités 169
2 - Transformateur différentiel symétrique à deux enroulements 171
3 - Transformateur différentiel déséquilibre 176
4 - Transformateur différentiel à trois enroulements 179

ANNEXE AU CHAPITRE XIII - DESEQUILIBRE DU TRANSFORMATEUR DIFFERENTIEL 181

CHAPITRE XIV - LE REPETEUR A DEUX FILS 185

1 - Généralités 185
2 - Conditions d'amorçage d'oscillations dans le répéteur à deux fils 187
3 - Gain réel d'un répéteur à deux fils 190
4 - Constitution d'un répéteur à deux fils du type classique 190
5 - Caractéristiques du matériel 2 fils type 51 L 193

CHAPITRE XV - L'EQUILIBRAGE DES LIGNES 201

1 - Généralités - Le problème de l'équilibrage 201
2 - Equilibreurs des lignes homogènes 202
3 - Equilibreurs des lignes pupinisées 205
4 - Réalisation pratique des équilibreurs 212
5 - Méthodes de mesure des points d'amorçage 216
6 - Etude du cas particulier du matériel 51 L 220

Pages

CHAPITRE XVI - ETUDE DES TERMINEURS 225

1 - Rôle - Principe général 225
2 - Termineur "ordinaire" 226
3 - Termineurs de "transit" 228
4 - Equilibreurs de termineurs 229

CHAPITRE XVII - ETUDE DES CIRCUITS TELEPHONIQUES 231

1 - Conditions d'une bonne transmission 231
2 - Equivalent des circuits téléphoniques 233
3 - Distorsion d'affaiblissement 235
4 - Distorsion non linéaire 237
5 - La stabilité des circuits 240
6 - La distorsion par réaction 249
7 - Effet d'écho 252
8 - Etude de la diaphonie entre circuits 257
9 - Les bruits 265

CHAPITRE XVIII - LA SIGNALISATION SUR LES CIRCUITS 273

1 - Considérations générales sur la signalisation 273
2 - Modes d'exploitation 273
3 - Etude de la signalisation manuelle 275
4 - Etude de la signalisation automatique avantages de l'automatisation 283